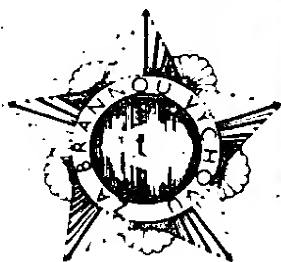
Amatérské RADIO



NOSITEL VYZNAMENÁNÍ ZA BRANNOU VÝCHOVU I. A II. STUPNĚ

ŘADA B PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ

ROČNÍK XXXIII/1984 ● © ČÍSLO 5

V TOMTO SEŠITĚ

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51–7. Šéfredaktor ing. Jan Klabal, redaktor Luboš Kalousek, OK1FAC. Redakční radu řídí Ing. J. T. Hyan.
Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51–7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod 01, Kafkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.
Toto číslo má vyjít podle plánu 2. 10. 1984.

K 40. výročí národně osvobozeneckého boje

„MOR HO!" Z VYSÍLAČE SNP

Slovenské národní povstání bylo základním historickým mezníkem, východiskem nové, socialistické etapy rozvoje obou našich národů.

Významnou úlohu ve Slovenském národním povstání sehrál povstalecký rozhlas, nazvaný a ohlašovaný od začátku svého vysílání jako *Slobodný slovenský vysielač*. Své vysílání zahájil z vysílače Banská Bystrica 30. srpna 1944 v 11 hodin. Podle původního programu mělo vysílání začít po technické přestávce pochodem a pět minut po jedenácté měla být na programu přednáška Žena v domácnosti (přenos z prešovského studia). Vysílač se však k přenosu nepřipojil a místo přednášky se ozval z rozhlasových přijímačů hlas banskobystrického hlasatele: „Upozorňujeme Slovákov a Slovenky, aby počúvali program, ktorý vysiela Banská Bystrica a nie program Bratislavy. Tí, ktorí program Banskej Bystrice počúvajú, nech upozornia všetkých svojich známych, že mimoriadne správy vysielame zo stanice Banská Bystrica." (Doslovný text z gramofonové desky uložené v památníku SNP v Banské Bystrici.)

Slobodný slovenský vysielač volal slovenský národ do boje proti bratislavské fašistické vládě a hitlerovským vojskům, které koncem srpna 1944 okupovaly Slovensko, do boje za svobodu v novém demokratickém Československu.

Aby mohl zaznít hlas povstání, bylo nutné zabezpečit nejen politické a organizační zázemí, ale zejména provést technickou přípravu vysílacího pracoviště, protože vysílač neměl do té doby vlastní studio a pouze přenášel programy bratislavského nebo prešovského studia. Tyto přípravy provedli rozhlasoví pracovníci organizovaní v ilegální komunistické buňce a další pokrokoví pracovníci rozhlasu. Vlastní vysílání připravilo literární oddělení bratislavského rozhlasu za spolupráce zaměstnanců Matice slovenské. Další částí příprav na vysílání byla spolupráce s prešovským rozhlasem. Koncem srpna byla z Prešova (který Němci obsadili až poslední srpnový den 1944), údajně před frontou, evakuována část rozhlasového technického zařízení, gramofonové desky a další materiál.

V prvních dnech vysílal *Slobodný slovenský vysielač* z místností Evangelického spolku v Banské Bystrici. Hlasatelna byla v herecké šatně, technické zařízení bylo umístěno za jevištěm. Vlastní divadelní sál posloužil jako redakční místnost. Protože podmínky byly velmi stísněné, vybudovali rozhlasoví pracovníci během čtrnácti dnů dokonalejší studio v budově obecné školy. Budova byla dostatečně rozsáhlá a mohla v ní pracovat i slovenská Zpravodajská agentura, která zajišťovala rozhlasu nejnovější zprávy.

Součástí vysílání kromě výzev, zpráv a organizačních informací souvisejících s povstáním byly i přehledy tisku, přednášky politické i vzdělávací, komentáře a hudební pásma. Program se rozrůstal tak, že z původních 60 minut se ve druhé dekádě měsíce září přešlo na celodenní vysílání. Rozhlas burcoval lid nejen na osvobozeném území, ale šířil ideu svobody i na Němci okupovaných územích. Tyto výzvy byly slyšitelné i v českých zemích. Jeden z partyzánů, pražský lékař Bedřich Placák ve svých vzpomínkách uvádí: „Zachytil jsem výzvu povstaleckého vysílače z Banské Bystrice, aby se Češi a Slováci chopili zbraně a nastoupili do boje proti nenáviděným okupantům. To mi bylo blízké a proto jsem tuto výzvu komunistické strany přijal."

Avšak vysílání *Slobodného slovenského vysielača* bylo velmi nepříjemné pro okupační hitlerovskou armádu. Dne 2. září 1944 ve 12 hodin 37 minut šest německých letadel bombardovalo vysílač a tím jej vyřadilo z provozu. Technici vysílače však hned v ranních hodinách následujícího dne uvedli do provozu náhradní vojenský vysílač, který „zmobilnili" umístěním na nákladní auto, aby byl obtížněji zaměřitelný. A tak se vysílalo ze Zvolenského hradu, Slovenské Ľupče, Brezna a Donoval.

Od začátku činnosti věnoval *Slobodný slovenský vysielač* značnou část rozhlasového vysílání vojenským relacím určeným výlučně armádě a partyzánům. Vojáky přirozeně nejvíce zajímaly zprávy z frontového bojiště a domácího odboje. Rozhlas často zprostředkoval předání důležitých pokynů a zašifrovaných hesel, což mnohdy dopomohlo k úspěšnému dokončení partyzánské akce. Zvláštní kapitolu ve vysílání *Slobodného slovenského vysielača* tvořil umělecký program, bojová poezie a próza. „Mor ho!" Sama Chalupky se stalo mottem, heslem, pozdravem i symbolem revoluce. Tímto heslem se začínalo i končilo každodenní vysílání. Velkou zásluhou povstaleckého rozhlasu bylo, že pohotově tlumočil i projev Jana Švermy na slavnostním zasedání Slovenské národní rady 3. října 1944, ve kterém J. Šverma zdůraznil, že nová Československá republika musí být demokratická a sociálně i národnostně spravedlivější než republika předmnichovská.

V hudebních relacích se ponejvíce ozývaly slovenské lidové a národní písně. V průběhu povstání dovezli sovětští letci gramofonové desky ze Sovětského svazu a doplnili tak hudební repertoár rozhlasového vysílání.

Vojenská síla okupační armády však koncem října zatlačuje povstalecké jednotky stále více do hor. 25. října 1944 hlásí *Slobodný slovenský vysielač*, že přerušuje na krátký čas své vysílání. Z rozhlasových pracovníků se vytváří bojová partyzánská jednotka, která v ranních hodinách 26. října odchází směrem na Staré Hory. Pracovníci jsou rozhodnuti vysílat, dokud budou mít možnost připojení na elektrický proud. Posledním provizorním studiem, ze kterého ještě *Slobodný slovenský vysielač* vysílal, byla rohová místnost ve druhém poschodí hotelu Sport na Donovalech. Naposledy se ozval 27. října 1944 v 7.00 hodin.

Na poslední vysílání *Slobodného slovenského vysielača* vzpomíná i prezident republiky Gustáv Husák v knize Svedectvo o Slovenskom národnom povstaní v kapitole Ústup do hôr (str. 534): „Z miestnosti neďaleko nás bolo počuť hlas rozhlasového pracovníka, ktorý slabý výkon vysielačky nahradzoval mohutným hlasom, aby povzbudzoval povstaleckých bojovníkov v tejto tragickej nočnej hodine."

Povstalecké rozhlasové slovo a básníkovo „Mor ho!", které šířil *Slobodný*

slovenský vysielač, zrevolucionizovalo celý národ. Díky tomu se stalo Slovenské národní povstání povstáním celonárodním. Proto se také řadí historie tohoto vysílače mezi nejlepší kapitoly bojů slovenského lidu za národní a sociální svobodu, za obnovení Československé republiky jako společného státu Čechů a Slováků na nových základech a nových vztazích mezi bratrskými národy.

Podle publikace PhDr. O. Laclaka: O povstaleckom rozhlase, zpracoval Ing. Jan Klabal

ROZHLASOVÉ PŘIJÍMAČE

František Kyrš

Toto číslo AR/B je věnováno problematice amatérské konstrukce rozhlasových přijímačů, o kterou je mezi čtenáři trvale značný zájem. Jediný příspěvek nemůže ovšem celou problematiku osvětlit k naprosté spokojenosti všech. Autor se však o něco takového ani nesnaží. Jeho cílem je napomoci v návaznosti na předchozí práce jiných autorů AR k úspěšné činnosti především nejsilnější čtenářské skupině, kterou bezpochyby tvoří mírně pokročilí amatéři. To znamená takoví, kteří již nějakou tu konstrukci mají za sebou a chystají se, většinou s omezenými finančními prostředky, ke stavbě „něčeho" většího, pokud možno s minimálním konstrukčním rizikem a náklady.

Teoretická část příspěvku je kromě obecných problémů zaměřena zejména na již dlouho opomíjené přijímače AM. Pozornost je soustředěna na speciální obvod A244D, dovážený z NDR. Protože problematice zpracování signálů FM byla v AR věnována mnohem větší pozornost, jsou probírány pouze koncepční a obvodové anomálie ve srovnání s AM. Blíže se věnuji vlastnostem výborného obvodu A225D.

Pokud jde o praktickou část, je popisovaná konstrukce záměrně řešena jako monofonní. Důvodem nejsou v žádném případě technické problémy. Řešení je pokusem o určitou renesanci monofonního, ale jakostního a univerzálního přijímače AM/FM, který na našem trhu chybí. Důraz je přitom kladen na zajištění spolupráce s externím monofonním kazetovým magnetofonem. Je popisována pouze vf část přijímače, která může být užita jako tuner pro buzení univerzálního nf zesilovače.

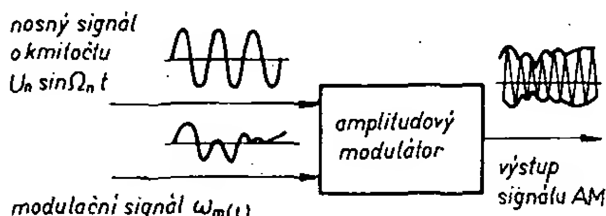
Druhy modulace

Orientaci v problematice konstrukce rozhlasových přijímačů usnadňuje alespoň minimální teoretický přehled principů a vlastností základních modulačních metod. Protože vím, že tato stránka věci zpravidla mezi většinou amatérů nebývá zvláště oblíbená, věnuji se pouze skutečně podstatným problémům.

Modulace amplitudová – AM

Je to nejstarší a dosud nejužívanější modulační metoda, uplatňující se především v rozhlasových pásmech KV, SV, DV. Již z označení je na první pohled patrno, že při amplitudové modulaci ovlivňuje modulační signál okamžitou amplitudu přenášeného rozhlasového signálu.

Amplitudový modulátor je v podstatě obvod se dvěma vstupy a jedním výstupem (obr. 1). Na jeden ze vstupů modulátoru se přivádí signál stabilního nosného harmonického průběhu $u_n = U_n \sin \Omega_n t$ o konstantní amplitudě. Na druhý, modulační vstup je pak přiváděn vlastní modulační signál u_m, jehož časový průběh může mít nejrůznější charakter. Pro názornost uvažujme nejprve jako modulační signál stejnosměrné napětí. Pak může být základní schéma amplitudového modulátoru zjednodušeno podle obr. 2a. Modulační funkci zde přebírá „dělicí funkce" potenciometru P. Nulové úrovni modulačního ss napětí odpovídá střední poloha běžce modulačního potenciometru. Špičková amplituda výstupního signálu modulátoru je za této situace rovna $U_g/2$ (obr. 2b). Kladné polaritě modulačního napětí (pozitivní amplitudová modulace) odpovídá v našem příkladu pohyb běžce potenciometru k hornímu vývodu a naopak.



Obr. 1. Znázornění činnosti amplitudového modulátoru

Z obr. 2b vidíme, že v závislosti na amplitudě a polaritě modulačního ss napětí (poloze běžce potenciometru) mohou nastat dvě extrémní situace:

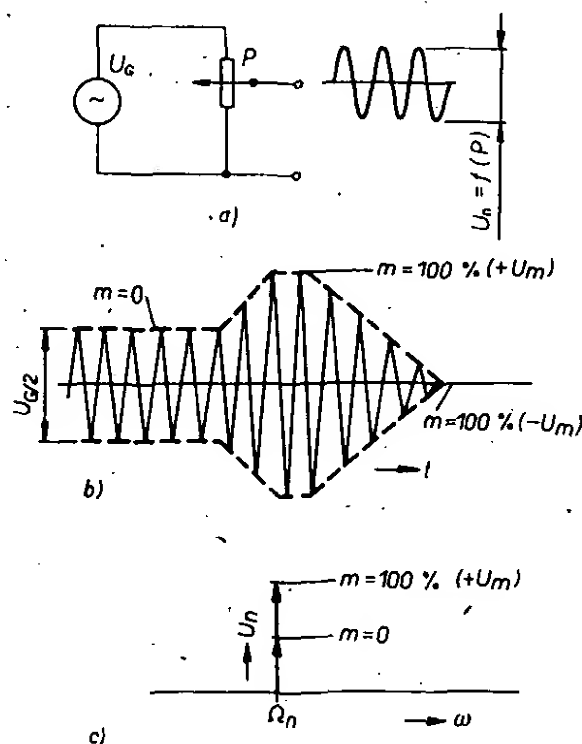
a) při poloze běžce v horní krajní poloze je amplituda výstupního signálu rovna právě U_G, tj. je dvojnásobkem výstupní úrovně modulátoru při nulové modulační úrovni;

b) při poloze běžce potenciometru ve spodní krajní poloze výstupní signál modulátoru právě zaniká, je nulový.

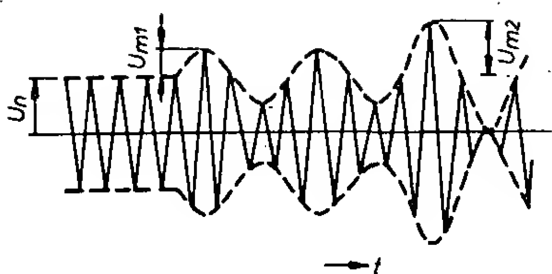
To jsou teoretické meze hloubky modulace (kterou si definujeme později), využitelné k lineárnímu, proporcionálnímu přenosu analogových signálů. Z praktických důvodů se ovšem v rozhlasové technice používá podstatně menší mezní hloubka.

Náš příklad jasně ukazuje základní podstatu AM – rozkmit špiček amplitud modulovaného signálu, který můžeme v časovém rozvoji sledovat např. osciloskopem na běžci modulačního potenciometru, je proporcionální úrovni a polaritě modulačního signálu. Při modulaci stejnosměrným signálem je na výstupu modulátoru signál jediného diskrétního kmitočtu, rovného nosnému kmitočtu Ω_n. O tom se můžeme přesvědčit např. zapojením kmitočtového (spektrálního) analyzátoru na běžec potenciometru (obr. 2). Amplituda signálu nosného kmitočtu na výstupu modulátoru se mění podle úrovně a polarity modulačního napětí v mezích 0 až $U_G/2$ až U_G (obr. 2c).

Při proměnném modulačním napětí je však situace v obvodu modulátoru zcela odlišná. To je právě případ amplitudové modulace přirozeným akustickým signálem (hudba, řeč), který má náhodný, neperiodický charakter. Náhodně se mění jak jeho okamžitá amplituda v časovém, tak spektrum v kmitočtovém měřítku. Modulaci takovým signálem odpovídají v náhradním schématu (obr. 2a) různé odchyl-



Obr. 2. a) Statické náhradní schéma amplitudového modulátoru (odchylka běžce P od střední polohy odpovídá modulaci ss napětím $\pm U_m$); b) časový rozvoj mezních výstupních napětí U_n při pomalých změnách polohy běžce P. Nosný signál je aproximován signálem trojúhelníkovitého průběhu; c) stejná situace jako na obr. b, znázornění v kmitočtové rovině



Obr. 3. Časový rozvoj signálu AM při modulaci napětím sinusového průběhu a při různé modulační hloubce (0,50 a 100 %)

ky polohy běžce modulačního potenciometru od středu.

Pro přehlednost popíši situaci při modulaci periodickým signálem sinusového průběhu (obr. 3), umožňující zvlášť postihnout vliv amplitudy i kmitočtu modulačního signálu $u_m = U_m \sin\omega_m t$ na amplitudově modulovaný vf signál. Zaveďme si nyní dva základní pojmy, které by již měly být vcelku jasné:

a. *Modulační obálka.* Jako modulační obálku označujeme pomyslnou spojnici všech „koncových bodů" (stejné polarity) amplitudově modulovaného signálu.

b. *Hloubka modulace – m* je funkcí poměru amplitud, popř. modulačních obálek signálu při určitém stupni modulace a při modulaci nulové. Vzhledem k nezbytnému požadavku linearity modulační charakteristiky může být podle obr. 3 definována jako

$$m\,[\%] = \frac{U_m}{U_n} \cdot 100\,.$$

Je zřejmé, že úrovni modulačního signálu odpovídá hloubka modulace, jeho kmitočtu kmitočet modulační obálky.

Budeme-li sledovat modulovaný signál v kmitočtovém měřítku (připojíme-li na výstup modulátoru spektrální analyzátor), nezjistíme jediný výstupní kmitočet jako na obr. 2c, ale hned kmitočty tři. Příčinu objasní jednoduchý výpočet.

Okamžitá hodnota amplitudově modulovaného signálu v libovolném okamžiku t je rovna

$$u_{AM} = U_{max} \sin\Omega_n t,$$

považujeme-li za U_{max} vrcholovou hodnotu stejného signálu. Ta se však (jak vyplývá i z obr. 3) mění s průběhem modulační obálky. Je úměrná vztahu

$$U_{max} = U_n + U_m \sin\omega_m t.$$

Zavedeme-li za $U_m = mU_n$, lze psát

$$U_{max} = U_n(1 + m \sin\omega_m t)$$

a proto

$$u_{AM} = U_n(1 + m \sin\omega_m t)\sin\Omega_n t = U_n(\sin\Omega_n t + m \sin\Omega_n t \sin\omega_m t).$$

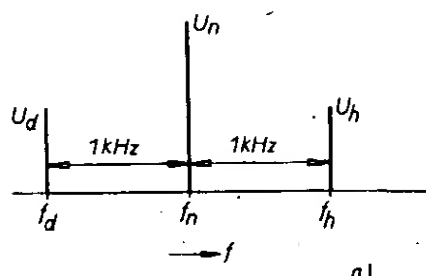
Stačí již pouze dosadit za $\omega_m = 2\pi f_m$, $\Omega_n = 2\pi f_n$, aby po úpravě vznikl přehledný výraz

$$u_{AM} = U_n\left[\sin 2\pi f_n t + \frac{m}{2}\cos 2\pi(f_n - f_m)t + - \frac{m}{2}\cos 2\pi(f_n + f_m)t\right],$$

graficky znázorněný na obr. 4a. Vidíme, že při klasické amplitudové modulaci nosného signálu sinusovým signálem obsahuje výsledný modulovaný signál tři základní složky:

a) nosný signál o kmitočtu f_n s amplitudou U_n,

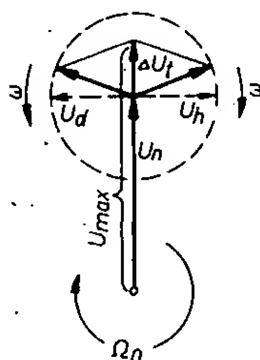
b) dolní postranní signál o kmitočtu $f_d = (f_n - f_m)$ a amplitudě $U_n \frac{m}{2}$,



Obr. 4. a) Kmitočtový rozvoj signálu AM při modulaci sinusovým signálem o f_m=1 kHz a hloubce modulace m=100 %; b) úplné kmitočtové spektrum vysílače AM pro rozhlasové účely

c) horní postranní signál o kmitočtu $f_h = (f_n + f_m)$ a amplitudě $U_n \frac{m}{2}$.

Se změnou modulačního kmitočtu se mění kmitočtový odstup f_d, f_h od nosného kmitočtu f_n, se změnou úrovně modulačního signálu (tj. s hloubkou modulace) se mění amplitudy signálů postranních kmitočtů.



Obr. 5. Vektorový diagram signálu AM

Rovnici i obr. 4a lze názorně postihnout vektorovým součtem všech tří složek modulovaného signálu (obr. 5). Signály postranních kmitočtů zde chápeme jako vektory, rotující vůči koncovému bodu základního vektoru nosného kmitočtu Ω_n. Pro čas t_0 jsou oba vektory ω_d, ω_h na Ω_n kolmé a vzájemně opačné. Jejich vliv na amplitudu signálu se tedy právě ruší. V každém jiném okamžiku, kdy $t = t_0$, vzniká vektorovým součtem u_d, u_h, rotujících proti sobě vzájemně opačnými rychlostmi, superpoziční složka Δu_t, ovlivňující jak špičkovou, tak okamžitou hodnotu výstupního modulovaného signálu.

Z rozboru vyplývá, že pro přenos určitého modulačního signálu je nutná i určitá šířka přenosového pásma, souměrného vůči f_n. Při modulaci přirozeným akustickým signálem je ovšem složitější i kmitočtové spektrum signálu AM. Postranní kmitočty z obr. 4a přecházejí v postranní pásma, obr. 4b. Vzhledem k množství vysílačů, sdílejících jednotlivá rozhlasová pásma, bylo nutno omezit šířku jejich přenosových kanálů. Podle norem je odstup sousedních vysílačů na rozsahu SV 9 kHz, což znamená, že mezní přenášený kmitočet je při šířce pásma $B = 9$ kHz nejvýše $B/2 = 4{,}5$ kHz. To je ovšem pro jakostní přenos hudebního signálu málo. Další podstatnou nevýhodou klasické amplitudové modulace je omezená dynamika přenášeného signálu a malá odolnost přenosové cesty vůči průmyslovému rušení. Vzhledem k omezení hloubky modulace $m_{max} < 100$ % a vlivu nejrůznějších rušivých signálů lze jen stěží v praxi dosáhnout přenosové dynamiky větší než 25 dB.

Na druhé straně je ovšem amplitudová modulace v té formě, jak se používá k rozhlasovým účelům, vcelku vhodným kompromisem mezi požadavky na kmitočtovou šířku přenosového pásma a složitost přijímačů. Je-li v místě příjmu dostatečný signál, vyhovuje AM dobře průměrným nárokům.

Modulace kmitočtová (frekvenční) – FM

Pro jakostní přenos akustických a zvláště hudebních signálů je modulace AM nevýhodná. Pokud jde o přenášené nf pásmo, mohlo by být samozřejmě zvětšeno rozšířením přenosového kanálu. Vezmeme-li však v úvahu mezní nf kmitočet např. $f_m = 15$ kHz, bylo by již potřebné přenosové pásmo s $B = 30$ kHz. Při tak velké šířce pásma by se do rozsahu SV „vešlo" jen málo vysílačů a kromě toho by se již také více uplatnily šumové a rušivé složky v signálu na přijímací straně. Navíc tento postup neřeší základní nevýhodu přenosové trasy AM, tj. nevyhovující dynamiku (poměr mezní a minimální amplitudy přeneseného akustického signálu, při kterém se ještě znatelně neuplatní vlivy, zhoršující jakost konečného akustického vjemu). Při hledání jakostnějšího způsobu modulace bylo jasné, že bude vyžadovat větší šířku pásma – jediné místo pro nový typ rozhlasového vysílání bylo v pásmech VKV a UKV. Kritéria na vhodnou modulační metodu vyplývala z nedostatků modulace AM a z technických možností doby. Jako vítěz vyšla z řady různých řešení modulace kmitočtová.

Již z označení vyplývá, že u této modulační metody je modulačním signálem ovlivňován okamžitý kmitočet radiového signálu, jehož špičková amplituda naopak zůstává konstantní.

Při nulové úrovni modulačního signálu má výstupní signál kmitočtového modulátoru jediný, diskrétní nosný kmitočet Ω_n. Za předpokladu, že bychom modulační vstup opět ovládali ss napětím, byl by produktem modulátoru i nadále jediný kmitočet Ω, jehož velikost by se vůči Ω_{n0} měnila lineárně vzhledem k polaritě a velikosti ovládacího napětí. Tato zjednodušená úvaha zavádí důležitý pojem – kmitočtový zdvih $\Delta\Omega_n$. Platí,

$$\Delta\Omega_n = k\Delta U_m,$$

tj. kmitočtový zdvih je výlučně funkcí modulační úrovně a nezávisí na modulačním kmitočtu. Kmitočtovým zdvihem je tedy interpretována hlasitost přenášeného akustického signálu.

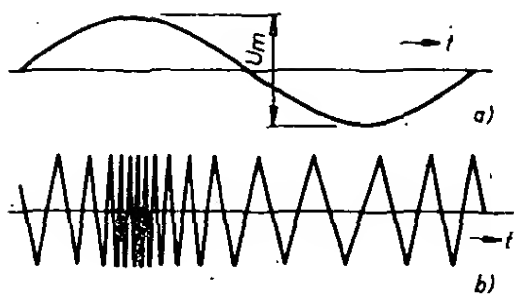
Uvažujeme dále pro jednoduchost opět modulaci sinusovým signálem. Jak vidíme z nárazného obr. 6, je kmitočet Ω signálu na výstupu modulátoru periodicky ovlivňován. Lze psát

$$\Omega = \Omega_{n0} + \Delta\Omega_n \cos\omega_m t.$$

Vyjádříme-li okamžitý kmitočtově modulovaný signál

$$u_{FM} = U_n \sin\varphi,$$

přičemž φ považujeme za časové závislou



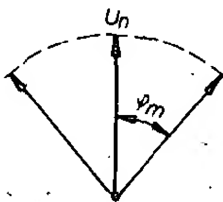
Obr. 6. a) Modulační signál sinusového průběhu; b) záměrně přehnaný odpovídající časový průběh modulovaného signálu FM. Mezní kmitočtový zdvih je úměrný amplitudě U_m, počet kmitočtových změn za časovou jednotku modulačnímu kmitočtu f_m

funkci, vyplývající z definice kruhového kmitočtu $\Omega = d\varphi/dt$, lze po substituci a integraci psát

$$\varphi = \Omega_n t + \frac{\Delta\Omega_n}{\omega_m} \sin\omega_m t\ ;$$

$$u_{FM} = U_n \sin\left(\Omega_n t + \frac{\Omega_n}{\omega_m} \sin\omega_m t\right) .$$

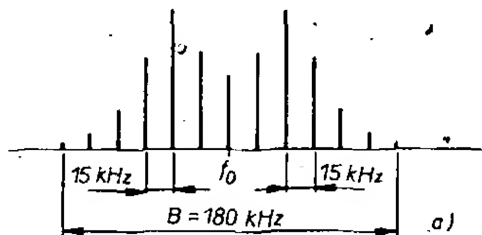
Graficky lze sinusovým signálem kmitočtově modulovaný signál z hořejší rovnice znázornit jako vektor o konstantní amplitudě U_n, kmitající kolem střední polohy s úhlovou rychlostí ω_m (obr. 7). Mezní

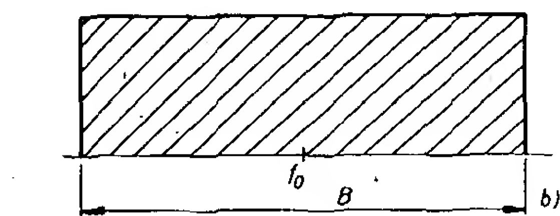


Obr. 7. Vektorový diagram signálu FM. Modulační úhel φ je úměrný modulačnímu indexu K

úhlová odchylka $\Delta\Omega_n/\omega_m$ se nazývá modulační index K a je vlastně nejdůležitější definicí kmitočtově modulovaného signálu. Z rovnice i z obr. 7 vidíme, že index K interpretuje „hloubku modulace" pro určitý kmitočtový zdvih $\Delta\Omega_n$ a kmitočet modulačního signálu ω_m.

Zůstaňme ještě u modulace sinusovým signálem a podívejme se, jak vypadá příslušné spektrum FM v kmitočtové rovině. Jeho typický charakter pro určitý modulační index je na obr. 8. Ve srovnání s obdobným příkladem pro signál AM (obr. 4) vidíme, že postranních kmitočtů





Obr. 8. a) Spektrum signálu FM pro f_m=15 kHz a K=3; b) šířka přenosového pásma pro signál FM je funkcí mezního f_m, indexu K a přípustného zkreslení

vzniká při kmitočtové modulaci mnohem více. Jejich vzájemný základní odstup je roven modulačnímu kmitočtu. Počet, polohy i amplitudy jednotlivých spektrálních čar se mění s indexem K, tj. s úrovní a kmitočtem modulačního signálu. S nimi se mění také amplituda základního, nosného signálu U_{n0}. Při modulaci přirozeným akustickým signálem přecházejí opět jednotlivé postranní kmitočty v postranní kmitočtová pásma, obr. 8b.

Šířka kmitočtového pásma přijímače FM by při prioritě požadavku minimálního zkreslení signálu měla být volena tak, aby zaručovala dokonalý přenos všech postranních spektrálních čar modulovaného signálu FM, které ještě mohou ovlivnit jak kmitočtový útlum, tak zkreslení. Amplitudy spektrálních složek signálu FM lze určovat tzv. Besselovými funkcemi. V praxi se běžně užívá tabulek nebo grafů, v nichž jsou již hodnoty Besselových funkcí nebo přímo amplitudy jednotlivých spektrálních složek udávány v poměrném tvaru jako funkce modulačního indexu. Například z tabulky 11-1 lze stanovit poměrné amplitudy spektrálních čar k-tého řádu vůči amplitudě základní nosné U_{n0} (bez modulace) pro libovolný harmonický modulační kmitočet f_m a požadovaný kmitočtový zdvih Δf_n.

Stanovme takto pro orientaci vhodnou šířku pásma mf zesilovače FM v monofonním přijímači:

a) pro normu OIRT, tj. pro mezní kmitočtový zdvih ±50 kHz a mezní modulační kmitočet $f_{m\,max}$ = 15 kHz,
b) pro normu CCIR, tj. $\Delta f_{n\,max}$ = ±75 kHz, $f_{m\,max}$ = 15 kHz.

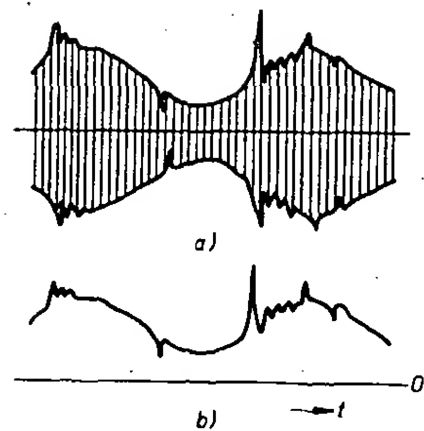
V obou příkladech budeme současně uvažovat přijímače dvou různých kvalitativních tříd, v prvním přiblížení vzájemně odlišených tak, že u méně kvalitního požadujeme přenos všech složek spektra signálu FM o amplitudě větší než 5 %, u jakostního o amplitudě větší než 1 % U_{n0}. Nejprve určíme modulační indexy obou norem pro mezní kmitočtový zdvih i modulační kmitočet; K_{OIRT} = 50/15 = = 3,3, K_{CCIR} = 75/15 = 5. Protože vyšší modulační indexy jsou ve zmíněné tabulce uváděny pouze celočíselně, volíme místo K = 3,3 K = 4. Vzhledem k této rezervě lze zjistit, že pro normu OIRT je v případě $B_{5\,\%}$ nutno přenést všechny složky až po spektrální čáru pátého, pro $B_{1\,\%}$ až po čáru šestého řádu. U normy CCIR s vyšším modulačním indexem odpovídá šířce pásma $B_{5\,\%}$ potřeba přenosu složek sedmého a pro $B_{1\,\%}$ osmého řádu. Vzhledem k symetrii kmitočtového zdvihu bude šířka přenosového pásma $B = 2Kf_m$.
Vyčísleno pro normu OIRT

$B_{5\,\%}$ = 2.5.15 kHz = 150 kHz,
$B_{1\,\%}$ = 2.6.15 kHz = 180 kHz,

pro normu CCIR

$B_{5\,\%}$ = 2.7.15 kHz = 210 kHz,
$B_{1\,\%}$ = 2.8.15 kHz = 240 kHz.

Vidíme názorně, jakou významnou roli při stanovení šířky přenosového pásma hraje mezní přípustný kmitočtový zdvih soustavy. Je ovšem nutno hned zdůraznit, že užitá kritéria jsou čistě teoretická a nerespektují šumové poměry reálného přijímače ani amplitudové omezování signálu FM. Vypočítané údaje proto nepovažujeme za obvyklé meze poklesu mf charakteristiky o 3 dB, ale naopak za takovou šířku pásma, při jejímž překročení již útlumová charakteristika může a dokonce z hlediska funkce mf zesilovače/omezovače musí mít velký útlum. To v praxi znamená, že z kompromisních důvodů se na vypočítaných šířkách pásma ($B_{5\,\%}$, $B_{1\,\%}$), kde jsou

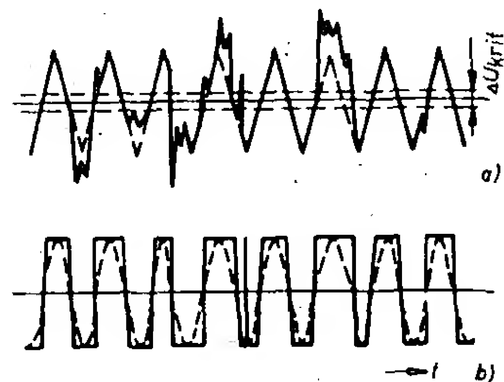


Obr. 9. a) Signál AM znehodnocený rušivým impulsním signálem; b) odpovídající nf signál na výstupu amplitudového detektoru

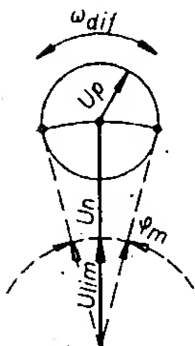
již amplitudy vyšších spektrálních složek malé, připouští určitý, často značný útlum. Za důležitější parametry se považuje jednak strmost boků mf charakteristiky a zvláště u stereofonních přijímačů také průběh skupinového zpoždění.

Všimněme si nyní blíže právě odolnosti signálu FM vůči vnějším rušivým vlivům. K tomu lze s výhodou užít vzájemného srovnání signálů AM a FM. U obou nutně, vlivem přenosu a zpracování, bude přenášená informace vždy do jisté míry zkreslena. Míra zkreslení demodulovaného signálu je u ideálního přijímače AM přímo úměrná poměru amplitud užitečného a parazitního signálu (obr. 9). Pro jakostní, bezporuchový příjem je proto v pásmech AM potřebná velká intenzita pole signálu v místě příjmu. Protože navíc rozsahy SV a DV leží v kmitočtovém spektru nejrůznějších zdrojů rušení, lze tento požadavek splnit prakticky jen při poslechu nepříliš vzdálených vysílačů velkého výkonu.

Požadavky na výkony vysílačů FM jsou podstatně mírnější. Vysílaný signál má na rozdíl od signálu AM konstantní amplitudu. Parazitní amplitudová modulace v pravém slova smyslu, k níž vlivem přenosové cesty dochází stejně jako v předchozím případě, proto může být na straně přijímače účinně eliminována amplitudovým omezovačem (obr. 10a). Má-li užitečný signál na vstupu omezovače dostatečnou úroveň, větší než U_{krit}, nemůže být jeho rozkmit na vstupu kmitočtového detektoru vlivem superponovaného signálu rušivého překročen (obr. 10b). Vidíme však, že rušivé signály nejrůznějšího charakteru (včetně vf šumu) současně působí také parazitní fázovou modulaci okamžitého průběhu užitečného signálu, která již omezovačem být odstraněna nemůže. Jak dále odvodíme, vliv rušivých signálů na kvalitu užitečného demodulovaného signálu je jednak funkcí poměru jejich úrovní (odstupu), jednak velikosti kmitočtového zdvihu užitečného signálu.



Obr. 10. a) Nemodulovaný signál FM s rušivou impulsní superpozicí na vstupu omezovače; b) ačkoli omezovač odstraní rušivé amplitudové impulsy, signál je parazitně fázově a kmitočtově modulován



Obr. 11. K vlivu parazitní kmitočtové modulace na jakost detekovaného nf signálu (čárkovaně zakreslený oblouk odpovídá prahové úrovni omezovače amplitudy)

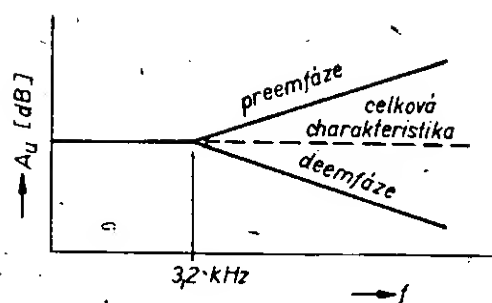
Pro zjednodušení předpokládejme na vstupu amplitudového omezovače dva nemodulované sinusové signály, užitečný Ω_n a parazitní Ω_p s praktickým odstupem $U_n \gg U_p$. Označme si kmitočtový rozdíl $\Omega_n - \Omega_p = \omega_{dif}$ a poměr $U_n/U_p = P$. Koncový bod superpozice obou vstupních signálů se pohybuje po kružnici (obr. 11). Nežádoucí amplitudová modulace je odstraněna omezovačem, viz konstantní amplituda U_{om}. Okamžitá fáze vstupního i omezeného signálu však kmitá vůči základní poloze φ_0, přičemž rychlost změn vznikající fázové odchylky je úměrná rozdílovému kmitočtu ω_{dif}, mezní hodnota odchylky poměru P. Srovnáme-li tuto situaci s obr. 7 vidíme, že vzniká parazitní kmitočtová modulace, odpovídající modulaci sinusovým signálem se zdvihem $\Delta\Omega_r = \omega_{dif}/P$.

Rušivé signály (včetně šumů) ovšem nemají periodický časový průběh. Důsledkem jejich uplatnění jsou proto rušivá, hluková napětí náhodného charakteru na výstupu detektoru FM. Přesto uvažujeme i nadále harmonický průběh parazitního signálu Ω_p, ale užitečný signál tentokrát kmitočtově modulovaný se zdvihem $\Delta\Omega_n$. Vzájemný odstup užitečného a parazitního nf signálu na výstupu detektoru FM pak bude zhruba úměrný

$$\frac{u_s}{u_p} \sim \frac{\Delta\Omega_n}{\Delta\Omega_r} = \frac{\Delta\Omega_n}{\omega_{dif}} \frac{U_n}{U_p},$$

tj. tím větší, čím větší bude odstup užitečného a rušivého signálu na vstupu amplitudového omezovače a čím větší bude užitečný zdvih $\Delta\Omega_n$. Z rovnice vyplývá hlavní důvod pro volbu velkého mezního kmitočtového zdvihu $\Delta\Omega_n$, charakteristického rysu jakostní širokopásmové kmitočtové modulace, vyžadující několikanásobně větší šířku přenosového pásma, než je mezní modulační kmitočet (15 kHz). Čím širší bude přenosová šířka pásma (samozřejmě důsledně využívaná), tím větší může být poměr $\Delta\Omega_n/\omega_{dif}$, tedy také odstup nf signálu vůči parazitním produktům na výstupu kmitočtového demodulátoru.

Z praxe víme, že při určité úrovni hlukového pozadí hudebního signálu se zvláště v tichých pasážích velmi nepříjemně uplatňují nf šumy, pokrývající široké kmitočtové spektrum od asi 4 kHz výše. K dalšímu zlepšení kvality reprodukovaného signálu se u rozhlasové FM užívá na straně vysílače úrovňového, kmitočtově závislého zdůraznění tohoto pásma, tzv. preemfáze. Na straně přijímače je naopak tato kmitočtová oblast nf pásma zpětně potlačována obvodem deemfáze. Při vzájemně dokonale inverzních přenosových charakteristikách obou funkcí zůstává celková útlumová charakteristika přenosové trasy nedotčena (obr. 12). Prakticky zadarmo se tím dosáhne lepšího odstupu signál/šum a dále se potlačí parazitní produkty detektoru v kritické kmitočtové oblasti. Všechny nežádoucí produkty de-



Obr. 12. Součinnost kmitočtově závislých korekčních členů na vysílací a přijímací straně přenosové cesty FM

tektoru jsou potlačovány podle průběhu deemfázové charakteristiky přijímače. Jak preemfázové, tak deemfázové korekční obvody mají charakter jednoduchých členů RC 1. řádu s časovou konstantou $\tau = 50\ \mu s$, tj. kmitočtem zlomu $f_k = 3200$ Hz.

Vlastnosti širokopásmové kmitočtové modulace, tedy modulace s velkým mezním kmitočtovým zdvihem $\Delta\Omega_n$ jsou mimořádně výhodné také z hlediska možného dosažení velké dynamiky přenosu akustického signálu a v neposlední řadě i zachování jeho velmi dobré linearity, tedy minimálního tvarového zkreslení.

U AM je z tohoto hlediska rozhodujícím kritériem přípustná mezní použitelná hloubka modulace, která z hlediska nezbytného zachování kontinuity vf nosného signálu musí být mnohem menší než 100 %. Zároveň však nelze považovat za reálné využití menších hloubek modulace než několik %, především pro vliv odstupu rušivých signálů a šumu na okamžitou úroveň modulační obálky signálu na straně přijímače. I když uvážíme v praxi nereálný poměr m_{max}/m_{min} = 95 %/5 % = = 19, bude mezní dosažitelná dynamika rovna přibližně 20log 19 ≐ 25 dB.

U kmitočtové modulace se nemění amplituda, ale kmitočet signálu. Při mezním zdvihu Δf_n = 50 kHz lze počítat s využitelnou „hloubkou modulace" $\Delta f_{n\ max}/\Delta f_{n\ min}$ v rozsahu větším než dva řády a tedy i s dynamikou reprodukovaného signálu větší než 40 dB.

K obdobným výsledkům docházíme i při srovnávání zkreslení demodulovaných signálů. U amplitudových detektorů běžného typu (diodových) závisí zkreslení výstupního nf signálu na hloubce modulace. Jak dále poznáme, je zkreslení při mezních užívaných velikostech m několik procent. Jsou sice známy a mnohdy se také užívají detektory lineární, jejich užití je však sporné vzhledem k praktické nemožnosti dokonale odstranit vliv regulace zisku vf stupňů na průběh modulační obálky signálu. Jakostní přijímače FM naproti tomu dosahují zkreslení detekovaného signálu menšího než 1 %.

Stereofonní rozhlasový signál

I při množství článků, věnovaných konstrukci stereofonních dekodérů atd. se domnívám, že řada konstruktérů, kteří se o tuto problematiku chtějí zajímat hlouběji, nenachází na mnohé problémy odpověď proto, že jsou opomíjeny teoretické aspekty tvorby a vlastností zakódovaného stereofonního signálu. V našem případě však jejich stručný rozbor vhodně navazuje na předchozí přehled obou základních modulačních metod.

Zdůrazněme hned v úvodu, že při tvorbě modulačního stereofonního signálu se jedná o vhodnou formu zakódování nf signálů dvou kanálů (L, P) do signálu jediného, opět na nf úrovni. Tento signál s poměrně složitým časovým průměrem i kmitočtovým spektrem pak působí na kmitočtový modulátor vysílače FM obdobně, jako jednoduchý modulační signál u vysílače monofonního.

Z požadavku slučitelnosti (možnost přijímat „stereo" signál na monofonní přijímač) vyplývá, že zakódovaný stereofonní signál musí vždy obsahovat monofonní modulační složku. Tento signál se označuje jako základní (master – M), podle způsobu tvorby (M = L + P) také jako součtový.

Aby byla v zakódovaném signálu obsažena i nezbytná stereofonní informace, je signál M doplňován dalším, doplňkovým (slave – S) signálem, označovaným také jako rozdílový (S = L – P).

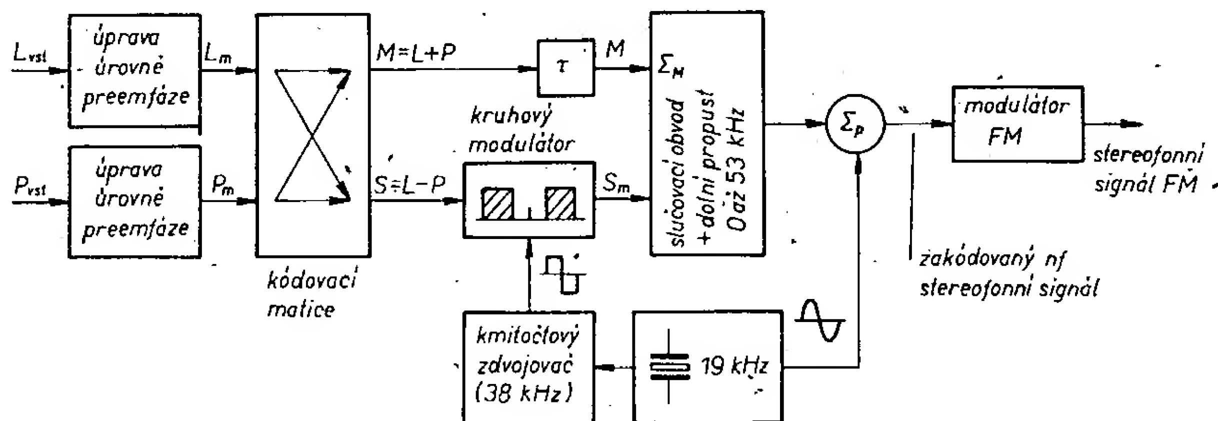
Vidíme, že ani jeden ze signálů M, S v zakódovaném stereofonním signálu sám o sobě informaci o skutečném stereofonním efektu přímo nenese. Monofonní přijímač využívá pouze součtové složky M, která je obdobou běžného monofonního modulačního signálu. Na rozdílovou složku S monofonní přijímač nereaguje.

Dekodér stereofonního přijímače rekonstruuje oba požadované signály L, P ze zakódovaných signálů M,S v principu opačným způsobem, než tomu bylo na kódovací straně

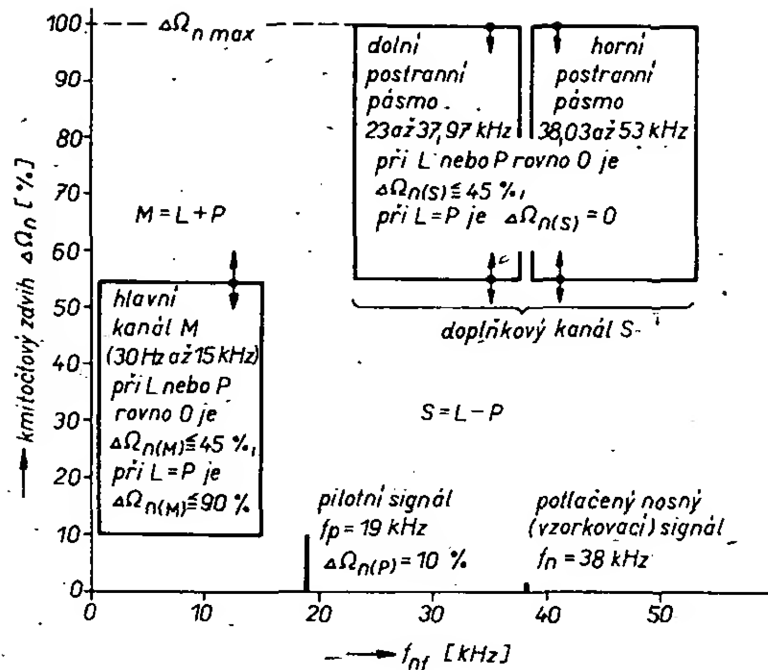
$$L = M + S, \quad P = M - S.$$

Charakteristickou vlastností každé kódovací soustavy je konkrétní způsob sloučení obou signálů M,S a dalších signálů pomocných do signálu jediného.

U nás a v celé Evropě s výjimkou SSSR se užívá metody, založené na bázi tzv. časového multiplexu s pilotním signálem. Princip vzniku si nejlépe ukážeme na blokovém schématu dnes již neužívaného maticového kodéru (obr. 13). Vstupní nf stereofonní signály L, P přicházejí po úpravě úrovní a běžné preemfázi na tzv.



Obr. 13. Zjednodušené blokové schéma maticového stereofonního kodéru



Obr. 14. Kmitočtové rozložení a toleranční pole mezních zdvihů jednotlivých složek úplného zakódovaného stereofonního signálu (obrázek platí pro $U_{Lmax}=U_{Pmax}$)

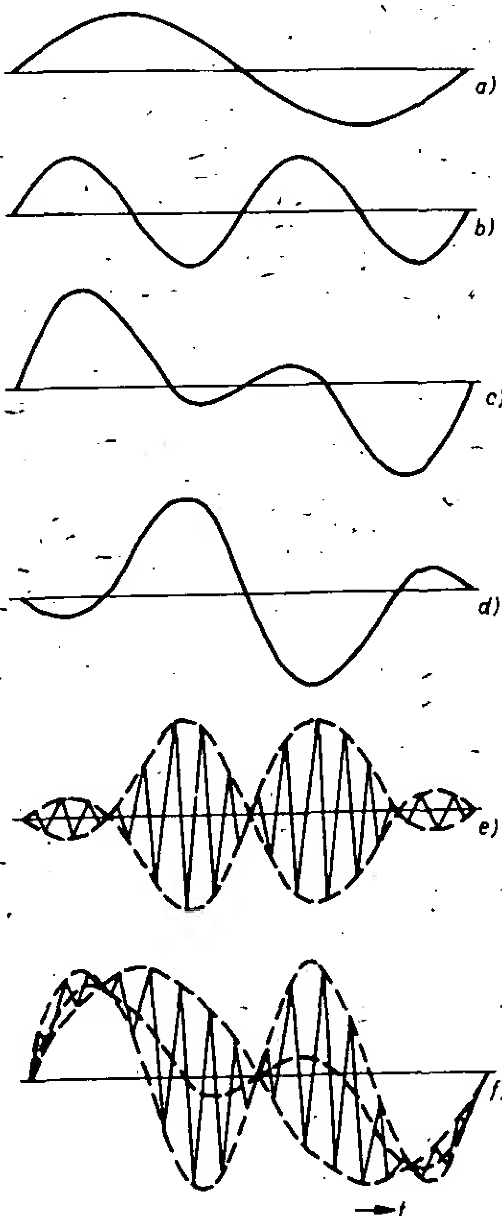
maticový obvod, kde se jejich lineární kombinací vytvoří základní kódovací signály M,S. Signál M odpovídá běžnému monofonnímu modulačnímu signálu. Doplňkový signál S musí být před společným zavedením na modulátor vhodně upraven tak, aby:

a) minimálně ovlivňoval následné spektrum signálu M, tím i jeho zkreslení a přeslechy na straně přijímače,
b) sám byl obdobně co nejméně ovlivňován signálem M,
c) oba signály za nejrůznějších vzájemných kombinací nepůsobily překročení mezního přípustného zdvihu $\Delta f_{n\,max}$ kmitočtového modulátoru,
d) jakost stereofonního signálu (kmitočtové pásmo, dynamika, odolnost vůči šumu a rušení ...), dekódovaného na přijímací straně, byla co největší.

Tyto požadavky splňuje maticový kodér pouze částečně. Doplňkový signál S se přivádí jako modulační na nf amplitudový modulátor (např. kruhový) s potlačeným nosným signálem kmitočtu 38 kHz. Důvod k volbě 38 kHz vyplývá z obr. 14. Vidíme, že modulací dochází ke kmitočtové transpozici obou postranních pásem modulovaného signálu S_m (f_{min} = 23 kHz, f_{max} = 53 kHz) nad horní mezní kmitočet (15 kHz) součtového signálu M s poměrně širokým (a užitečným) vzájemným odstupem 7 kHz. Rozložení kmitočtových spekter (obr. 14) vyplývá ze striktního omezení nf pásma obou vstupních signálů L,P v rozsahu 30 Hz až 15 kHz. Signál M i obě postranní pásma signálu S_m se lineárně slučují v obvodu Σ_M, čímž je vytvořena podstatná část zakódovaného stereofonního nf signálu. Tato směs se pro potřeby dekodéru stereofonního přijímače pouze doplňuje pilotním signálem harmonického průběhu (19 kHz), nacházejícím se právě v přibližném středu mezery 7 kHz.

Představu o kódovací metodě i o vzniku zakódovaného stereofonního modulačního signálu upřesňuje obr. 15, znázorňující postup zpracování dvou kmitočtově i fázově synchronních vstupních signálů L,P sinusového průběhu o shodné amplitudě a oktávovém kmitočtovém poměru $f_L = f_P/2$. Signály jsou na obr. 15a,b. Výstupní signály M,S, vzniklé lineární kombinací v poměru 1:1, jsou na obr. 15c,d. Výstupní signál S_m amplitudového modulátoru s úplně potlačeným nosným signálem je na obr. 15e. Tento signál má nulovou stejnosměrnou složku. Lineární superpozice signálů M a S_m v součtovém obvodu Σ_M způsobí, že střední hodnota signálu S_m (vlastně jeho okamžitá ss složka) sleduje přesně průběh základního signálu M, obr. 15f. Po doplnění posledního signálu pilotním signálem, na obr. 15 již pro přehlednost nezakresleným, je kódovací proces ukončen, signál může být přiveden na vstup kmitočtového modulátoru vysílače.

Zbývá si říci, proč se vůbec používá pilotní signál. Důvodem je nutnost obnovit nosný signál 38 kHz na straně dekodéru stereofonního přijímače. Pak je logické ptát se, proč je nosná 38 kHz potlačována



Obr. 15. Časové průběhy základních signálů maticového kodéru při sinusových modulačních vstupech $U_L=U_P$, $f_L=f_P/2$; a) modulační signál L, b) modulační signál P, c) hlavní, součtový signál M na výstupu kódovací matice (M=L+P), d) doplňkový, rozdílový signál S na výstupu kódovací matice (S=L−P), e) časový průběh a modulační obálka signálu S_m na výstupu nf amplitudového (kruhového) modulátoru s potlačenou nosnou 38 kHz. Při nulové úrovni modulačního signálu S má nulovou úroveň i modulovaný signál S_k, f) zakódovaný nf stereofonní signál (bez pilotního signálu) na výstupu slučovacího obvodu Σ_M. Modulační obálka signálu S_m z obr. e) je rozložena souměrně vůči průběhu základního signálu M

a když už, proč úplně (nosná 38 kHz je na kódovací straně potlačena tak, aby její vliv na kmitočtový zdvih vysílače byl menší než 1 % $\Delta f_{n\,max}$). Pilotní signál se naproti tomu vysílá s amplitudou, působící zdvih 8 až 10 % z $\Delta f_{n\,max}$.

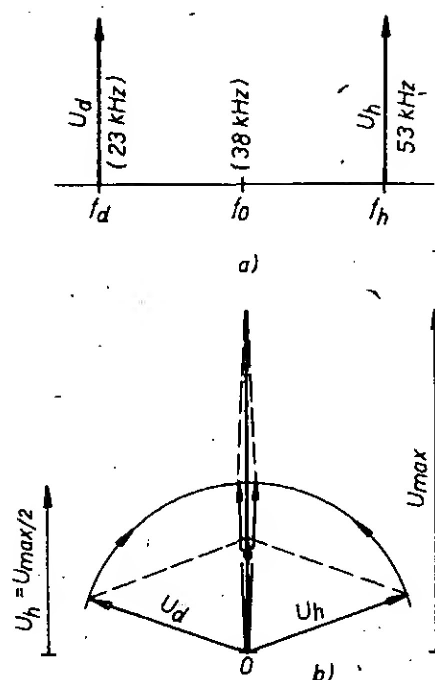
Ze základní teorie AM víme, že amplituda nosné je konstantní (obr. 4) a vůči amplitudě postranních pásem velká, i při modulaci 100% je ještě stále rovna dvojnásobku amplitudy postranních pásem. Jsou proto dva zásadní důvody k jejímu potlačení. Za prvé by sama o sobě působila trvalý mezní kmitočtový zdvih modulátoru FM, za druhé by byla příčinou vzniku intenzívního, trvalého a nemaskovaného rušení obou signálů M,S (vznik rušivých spekter). Připustíme-li tedy nutnost potlačit nosnou 38 kHz, je jasné, že v dekodéru musí být opět obnovována a to s vysokou kvalitou i stabilitou nejen z kmitočtového, ale i fázového hlediska. Malá vzájemná kmitočtová mezera mezi oběma postranními pásmy, vyplývající z přenosu nízkých modulačních kmitočtů (Δf_p = 2.30 Hz = = 60 Hz), obdobné řešení v praxi znemožňuje, a to i při užití smyčky AFS s malou šumovou šířkou. Právě proto využívá kódovací princip k přenosu referenční fázové informace pilotního signálu 19 kHz = 38 kHz/2, souhlasného s nosnou co do kmitočtu i fáze a využívajícího „hluchého" rozdílového intervalu 7 kHz.

Z pasáží, věnovaných FM víme, že mezní kmitočtový zdvih $\Delta f_{n\,max}$ je u normy OIRT ±50 kHz. U normy CCIR je větší a to ±75 kHz. Tyto zdvihy nesmí být pochopitelně překročeny ani při modulaci vysílače stereofonním signálem. Protože se při modulaci přirozeným akustickým stereofonním signálem náhodně mění amplitudy signálů L,P i jejich vzájemný poměr, mění se stejně náhodně i modulační úrovně signálů M,S a jim odpovídající okamžité zdvihy kmitočtově modulovaného signálu vysílače.

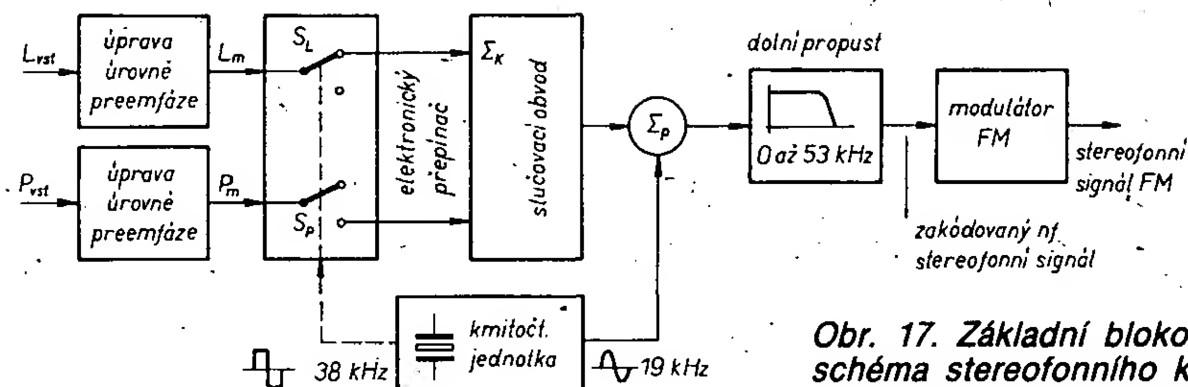
Z principu vzniku staticky vyváženého stereofonního signálu i jeho monofonního ekvivalentu M a stereofonního doplňku S lze odvodit, že oba modulační signály M a S_m se mohou za všech okolností na okamžitém zdvihu Δf_n podílet tak, aby nepřesáhl určitou zvolenou mez, což si lze poměrně názorně ukázat na obr. 15f, předpokládáme-li, že odpovídá právě mezím vstupních signálů, tj. $U_{L\,max}$, U_{Pmax}. Vidíme, že má-li monofonní signál M i jemu odpovídající ss složka zakódovaného signálu na obr. 15f právě největší amplitudu, blíží se amplituda doplňkového signálu S a jí odpovídající modulační obálka zakódovaného signálu na obr. 15f nule. Naopak, při minimální úrovni monofonního signálu dosahuje amplituda signálu doplňkového a tedy i rozkmit obálky zakódovaného signálu největšího rozkmitu. V obou případech je však mezní rozkmit působený vzájemnou součinností obou signálů M,S_m stejný. Stejný bude proto i špičkový kmitočtový zdvih vysílače.

Podle naší stereofonní normy je mez kmitočtového zdvihu Δf_n, jež může být způsobena slučitelným signálem M, rovna 90 % mezního kmitočtového zdvihu při přenosu monofonního signálu. Stejný mezní zdvih odpovídá doplňkovému signálu S. Zbytek, 10 %, odpovídá špičkovému zdvihu, působenému pilotním signálem. Všechny uvedené signály se na celkovém kmitočtovém zdvihu podílejí podle obr. 14.

Při orientačním náhledu na charakteristiku kmitočtově modulovaného stereofonního signálu si stačí vzpomenout na význam modulačního koeficientu K pro odolnost signálu vůči parazitním detekčním produktům. Součtový signál M má při



Obr. 16. a) Kmitočtové spektrum signálu S_m při modulaci sinusovým signálem (f_m=15 kHz); b) vektorový diagram k určení podílu postranních signálů U_d, U_h na výsledné amplitudě amplitudově modulovaného signálu S_m (každé narušení amplitudové i fázové symetrie signálů U_d, U_h znamená zkreslení modulační obálky U_{Sm} a tím i signálů L, P po dekódování)



Obr. 17. Základní blokové schéma stereofonního kodéru na bázi časového multiplexu

mezním modulačním kmitočtu 15 kHz a zdvihu 90 % $\Delta f_{n\,max}$ prakticky stejný index K jako monofonní signál. Celkové modulační spektrum včetně postranních pásem S_m je ovšem vzhledem ke spektru monofonního signálu podstatně širší, asi 3,5krát. Proto bude i modulační index signálu S_m podstatně menší a navíc různý pro složky horního i dolního pásma, podílející se na okamžité amplitudě modulační složky podle obr. 16. Signál M proto bude na přijímací straně vůči rušivým signálům, šumu atd. podstatně odolnější, než signál S. Pro jakostní příjem stereofonního signálu je proto nutná, ve srovnání s příjmem monofonním, mnohem větší intenzita pole signálu (minimálně o 20 dB), kryjící zvýšené požadavky na odstup signál/šum. V Ročence ST 70 se uvádí minimální intenzita pole pro nerušené venkovské prostředí 50 µV/m, pro běžné venkovské prostředí 250 µV/m a města větší než 1 mV/m. Na rozdíl od monofonního příjmu je třeba vyloučit současný příjem signálu z přímé a odrazových cest, působící nepříznivě na fázové relace spektrálních složek signálů M, S vůči sobě a pilotnímu signálu. To jsou však již problémy známé ze stránek AR.

Vraťme se k malému modulačnímu indexu K signálu S_m, postihujícímu především jeho horní postranní pásmo. Vedle zmíněného negativního vlivu na odolnost vůči rušivým signálům u něj můžeme nalézt i vlastnost velmi příznivou. Spočívá v tom, že pro přenos stereofonního signálu není zapotřebí širšího kmitočtového spektra, než jaké vyžaduje signál monofonní. Tato skutečnost je na první pohled paradoxní, uvažujeme-li několikanásobně širší kmitočtové spektrum zakódovaného stereofonního signálu (30 Hz až 53 kHz) vůči monofonnímu (30 Hz až 15 kHz). Pokusme se tedy určit nutnou šířku přenosového kanálu pro „mono" i „stereo".

Již jsme si ukázali na příkladu modulace sinusovým signálem, jak se zvětšuje potřebná šířka přenosového kanálu signálu FM a tedy i počet úrovňově významných spektrálních čar s modulačním indexem. K poměrně přesnému stanovení šířky pásma B se však nemusí pro harmonický modulační kmitočet bezpodmínečně vycházet z Besselových funkcí. V praxi lze užít vztahu

$$B = 2f_m(1 + K + \sqrt{K}),$$

určujícího šířku pásma, potřebnou k přenosu všech spektrálních čar s amplitudou větší než 1 % amplitudy nosné při nulové modulační úrovni. Pro srovnání s dříve uvedenými výsledky vypočítejme šířku pásma pro přenos monofonního signálu $B_{1\,\%}$ v normách OIRT a CCIR.

$$B_{OIRT} = 2.15(1 + 3{,}33 + \sqrt{3{,}33}) = 185\ \text{kHz},$$
$$B_{CCIR} = 2.15(1 + 5 + \sqrt{5}) = 250\ \text{kHz}.$$

Vidíme, že uvedené kritérium lze dobře užít. Při rozboru požadavků na šířku pásma $B_{1\%}$ vyjdeme z mezních modulačních zdvihů obou modulačních signálů $\Delta f_{M\,max}$, $\Delta f_{S\,max}$. Signál M může zřejmě vyvolat při signálech $U_{L\,max}$, U_{Pmax} na vstupu kodéru největší modulační zdvih v okamžiku ztráty doplňkové stereofonní informace. Tehdy je M=L+P, S=0. Vzhledem k normou zaručenému meznímu poměru $\Delta f_{M\,max} = 0{,}9\Delta f_{n\,max}$ je bez dalšího rozboru jasné, že pro jakostní přenos signálu M musí šířka pásma, stanovená pro běžný monofonní přijímač, vyhovovat s rezervou.

Stanovme proto požadavky na přenosové pásmo, vyplývající z použití modulačního signálu S, přesněji jeho amplitudově modulovaných postranních pásem S_m. Podmínkou dosažení mezní modulační úrovně signálu S jsou obdobně jako v předcházejícím případě mezní amplitudy signálů $|U_{L\,max}| = |-U_{P\,max}|$ nebo opačně. Jen v takovém případě může složka S = L – (–P) vyvolat mezní kmitočtový zdvih $\Delta f_S = 0{,}9\ \Delta f_{n\,max}$. Víme, že signál S neovlivňuje zdvih kmitočtového modulátoru přímo, ale prostřednictvím postranních pásem amplitudově modulovaného signálu S_m. Při modulačním kmitočtu f_m = 15 kHz jsou výstupem modulátoru AM s potlačenou nosnou signály mezních postranních kmitočtů f_d = 23 kHz a f_h = 53 kHz (obr. 16a), jejichž amplitudy se podílejí na rozkmitu amplitudově modulovaného signálu S_m podle obr. 16b. Pro praktickou potřebu plně stačí uvažovat pouze vliv horního postranního kmitočtu f_h = 53 kHz, jehož podíl na špičkové amplitudě signálu S_m a tím i zdvihu Δf_S je pouze 50 %. Uvažovanému extrémnímu případu tedy odpovídá podíl signálu f_h na celkovém kmitočtovém zdvihu $\pm 0{,}9\ \Delta f_{n\,max}/2$, tj. u normy OIRT ±22,5 kHz, u CCIR ±33,8 kHz. Příslušné modulační indexy jsou K_{OIRT} = 22,5/53 = 0,42, K_{CCIR} = 33,8/53 = 0,64. Po dosazení do rovnice pro určení šířky pásma $B_{1\,\%}$

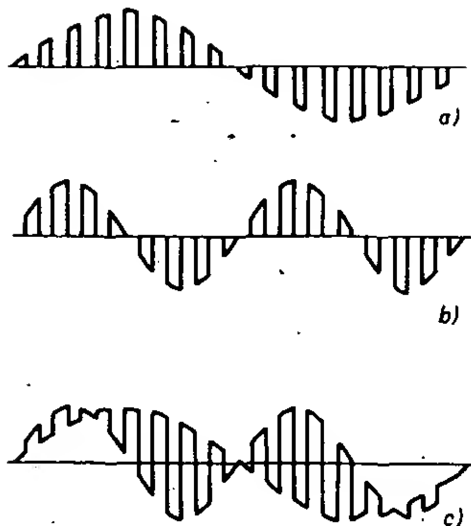
$$B_{(S)OIRT} = 2{,}53(1 + 0{,}42 + \sqrt{0{,}42}) = 219\ \text{kHz}$$
$$B_{(S)CCIR} = 2{,}53(1 + 0{,}64 + \sqrt{0{,}64}) = 259\ \text{kHz}$$

vidíme, že zvláště u normy CCIR se šířka pásma potřebná pro jakostní přenos kmitočtově modulovaného stereofonního signálu téměř neliší od šířky pásma pro monofonní signál. Důvod lze vidět v rychlém zmenšení amplitud spektrálních čar vyššího řádu pro signály s malým modulačním indexem K.

Šířka přenosového pásma ovšem není z hlediska kvality přenosu signálu FM stereofonního rozhlasu jediným kritériem. Stejný význam má i průběh přenosové fázové charakteristiky, především její linearita (skupinové zpoždění). Nerovnosti v průběhu fázové charakteristiky se projevují zkreslením, omezením dynamiky a zvětšením přeslechů dekódovaných stereofonních signálů.

Pozornému čtenáři bez praktických zkušeností možná ještě stále vrtá hlavou, proč se principu popisované kódovací metody říká časový multiplex. Vraťme se zpět k časovému rozvoji zakódovaného signálu na obr. 15f. Zjišťujeme, že každá vrcholová hodnota amplitudově modulovaného doplňkového signálu S_m od nulové složky v daném časovém okamžiku právě určuje odpovídající úroveň jednoho z původních modulačních signálů L, P na vstupu kodéru. Jejich časový průběh v integrální formě postihují vzájemně se prolínající modulační obálky zakódovaného signálu, srovnej s obr. 15a, b. Časový multiplex tedy spočívá právě v periodickém, multiplexním ukládání informačního obsahu signálů L, P do okamžité vrcholové úrovně zakódovaného signálu s přesnou posloupností (L, P, L, P ...).

Maticový kodér, který posloužil k znázornění základních kódovacích principů, má řadu nedostatků, pro které se dnes již prakticky neužívá. Patří k nim nutnost maticovat signály L, P a především potřeba pomocné amplitudové modulace s potlačenou nosnou. Tím vznikají problémy s časovou a fázovou stabilitou, nutnost vyrovnávat fázové poměry v přímém M a modulovaném signálu S_m. Zakódovaný signál má omezenou jakost (dynamika, přeslechy, stabilita). Současná technika umožňuje nesrovnatelně lepší kódování signálu, a to na přímém multiplexním principu, obr. 17. Z blokového schématu vidíme, že oba vstupní modulační signály L, P jsou po úpravě úrovní a preemfází zaváděny přímo na dvojici synchronně pracujících elektronických spínačů, řízených signálem o kmitočtu 38 kHz (odpovídá kmitočtu pomocné nosné vlny u maticového kodéru). Oba synchronní spínače pracují v protifázi, každý z nich je aktivní přesně po dobu jedné poloviny vzorkovací periody t_v = 1/ (2,38 kHz). Uvažujeme-li pro srovnání opět stejné modulační signály jako na obr. 15, budou na výstupech obou přepínačů jejich vzorkované obrazy (obr. 18a, b) a ty se slučují v obvodu Σ_M (obr. 18c). Projde-li tento signál dolní propustí 0 až 53 kHz, jež odfiltruje všechny vyšší harmonické vzorkovacího kmitočtu mimo základní, vidíme, že bude přesně shodný se zakódovaným signálem z maticového dekodéru (obr. 15) s tím rozdílem, že může být mnohonásobně



Obr. 18. Princip činnosti časově multiplexního stereofonního kodérů; a) průběh periodicky vzorkovaného signálu L na výstupu elektronického přepínače, b) průběh obdobně zpracovaného signálu P, vzorkovaného vždy v opačné polovině periody řídicího signálu (38 kHz), c) průběh sloučeného multiplexního signálu na výstupu obvodu Σ_M. Po doplnění pilotním signálem a po průchodu dolní propustí vzniká plnohodnotný zakódovaný nf stereofonní signál

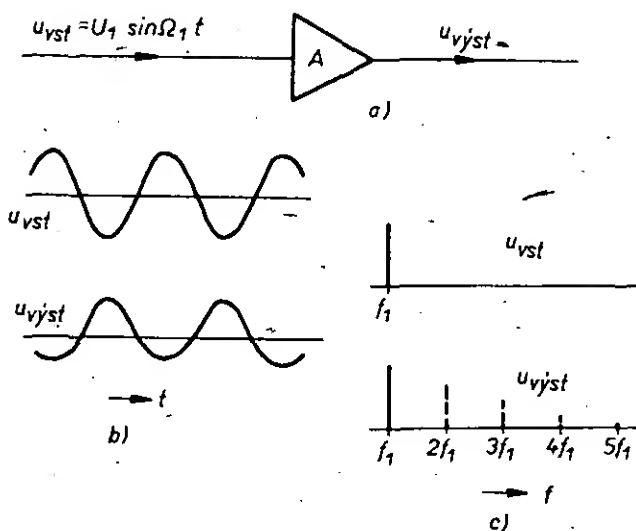
jakostnější. Neuplatňuje se omezená dynamika ani vliv fázové charakteristiky pomocného amplitudového modulátoru. Celý signál prochází z výstupů elektronického přepínače společnou cestou a ta ovlivňuje oba signály M, S_m shodně. Pro získání kompletního zakódovaného signálu je opět třeba ovšem doplnit signál pilotním signálem 19 kHz, fázově shodným s přepínacím kmitočtem 38 kHz.

Domnívám se, že jsme se dosud zabývali podstatnými problémy a to tak podrobně, aby se čtenář mohl vyznat v článcích, věnovaných praktickým konstrukcím, neboť např. při pochopení podstaty tvorby zakódovaného signálu přestává být problémem i orientace ve využití moderních stereofonních dekodérů.

Koncepce a obvody rozhlasových přijímačů

Přijímače s přímým zesílením

Typické blokové schéma jednoduchého přijímače tohoto typu je na obr. 19. Jeho základem je vhodný demodulátor. U přijímačů AM se nejčastěji užívá detektorů diodových. Optimální činnost detektoru zajišťuje selektivní, laděný vf zesilovač, který určuje dva základní parametry zařízení, vysokofrekvenční citlivost a selektivitu. Tím jsou, spolu s nf zesilovačem, vymezeny základní funkční bloky přímozesilujícího přijímače. Při vyšších nárocích na jakost přijímače vyplývá dále z úrovňové rozvahy i mezí linearity užitých



Obr. 20. Nelineární přenosový člen (a) reaguje na sinusový vstupní signál jeho tvarovým zkreslením v časové (b) a tvorbou harmonického kmitočtového spektra v kmitočtové (c) rovině

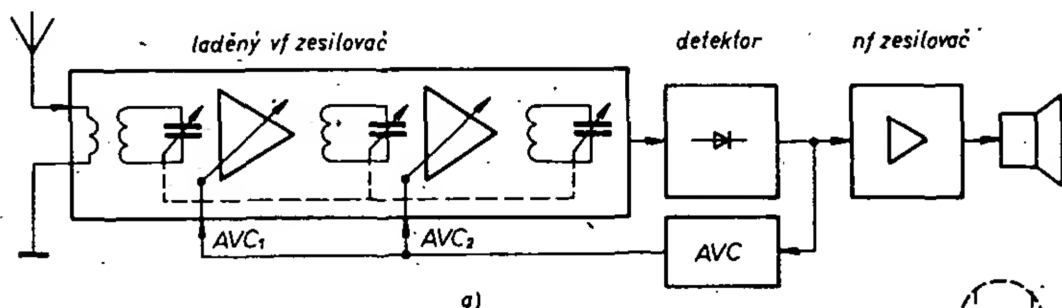
aktivních prvků účelnost automatické regulace zisku (AVC), upravující citlivost přijímače podle velikosti přijímaného užitečného signálu.

Přímozesilující přijímač by i přes svoji jednoduchost mohl být teoreticky ideálním řešením, nebýt jediného, ale zásadního problému. Je jím omezená, konečná selektivita vstupního laděného obvodu *LC*. Dosáhnout jejího ideálního průběhu je současnými technickými prostředky nemožné.

Celková vf selektivita přijímače se může zlepšit kaskádou laděných obvodů *LC* nebo filtrů, zařazených do jednotlivých selektivních zesilovacích stupňů. Nutnost velké vstupní selektivity však klade vysoké nároky na parametry prvního z aktivních zesilovacích obvodů. Pro jeho nelinearity (při velkých vstupních signálech) dochází v praktickém provozu k tvarovému a tím i harmonickému zkreslení signálu, které samo o sobě není tím nejhorším. Nedokonalá vstupní selektivita má však za následek, že na vstup aktivního prvku (tranzistoru) může přicházet současně několik vstupních signálů AM, které spolu s žádaným (vyladěným) i samy mezi sebou mohou na nelinearitě tranzistoru způsobit vznik celé řady nežádoucích, z hlediska užitečného příjmu rušivých signálů a zkreslení.

Ponechme stranou obvyklé problémy statické vf selektivity, souběžného ladění několika obvodů *LC*, šumové poměry, anténní vazby, citlivosti atd. a zaměřme se na dynamickou selektivitu, podstatnou měrou závislou právě na uplatnění nelinearity vf zesilovače.

Z horních průběhů na obr. 20 vidíme, že u lineárního neladěného zesilovače, popř. u běžného zesilovače, který však zpracovává malý vstupní signál, je průběh signálu na výstupu tvarově nezkreslený. Sinusový vstupní signál tak může být i po zesílení interpretován v kmitočtové rovině



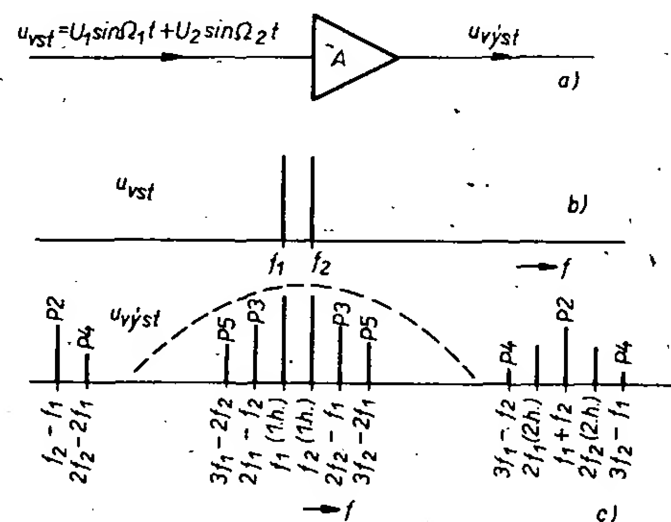
Obr. 19. Základní schéma přijímače s přímým zesílením (a) a jeho kmitočtový diagram (b)

jedinou spektrální čarou. U nelineárního zesilovače (spodní průběhy) dochází k tvarovému zkreslení, v kmitočtové rovině ke vzniku nežádoucích harmonických vyššího řádu. Jejich spektrální čáry mají rozestup v rastru $\Delta f = f_1$, poměrné amplitudy jsou funkcí konkrétního stupně nelinearity převodní charakteristiky (analyzovat je lze rozvojem převodní funkce Taylorovou řadou). U vf zesilovačů s výstupním obvodem laděným na základní harmonickou jsou však vyšší harmonické složky vždy dostatečně potlačeny tak, že mohou být dále zanedbány. Při jednom sinusovém vstupním signálu se proto problém redukuje na stanovení jeho zkreslení, v případě zpracování jediného signálu AM na zkreslení průběhu jeho modulační obálky. Lze odvodit, že činitel zkreslení

$$k_m \sim \frac{1}{4}\frac{S''}{S}\, m U_{vst}^2$$

je úměrný poměru druhé derivace strmosti (S'') převodní charakteristiky k vlastní strmosti a samozřejmě i hloubce modulace *m*. Zkreslení se dále zvětšuje se čtvercem vstupního signálu. Vidíme, že absolutní linearita převodní charakteristiky ($S=k$) není pro dosažení nezkresleného průběhu modulační obálky zesíleného vf signálu nezbytnou podmínkou. Může být zajištěna například využitím kvadratické závislosti strmosti S tranzistorů FET, kdy se poměr S''/S právě blíží nule.

Vše je zjednodušeno, uvažujeme-li jediný sinusový, popř. AM signál na vstupu vf zesilovače. Na vstup vf zesilovače reálného přijímače s nedokonalou vstupní selektivitou může však současně přicházet celá směs rozhlasových signálů, šumů a různých rušivých produktů. Uvažujme proto dále (obr. 21) na vstupu zesilovače dva sinusové vstupní signály $f_1 \neq f_2$ vel-



Obr. 21. Nelineární přenosová funkce je příčinou vzniku intermodulačního zkreslení

kých amplitud. Po zpracování ideálním, lineárním zesilovačem by bylo výstupní spektrum opět tvořeno pouze dvěma základními spektrálními čarami (obr. 21b). Superposice signálů na vstupu nelineárního přenosového členu však působí vedle harmonických složek vyššího řádu také vznik velmi nepříjemných intermodulačních produktů, kombinačních kmitočtů, které nejsou se vstupními (v našem případě f_1, f_2) v žádném harmonickém poměru. Výsledné výstupní spektrum zesilovače s neladěným výstupem může být stanoveno ze vztahu

$$f_{p+q} = |\pm p f_1 \pm q f_2|,$$

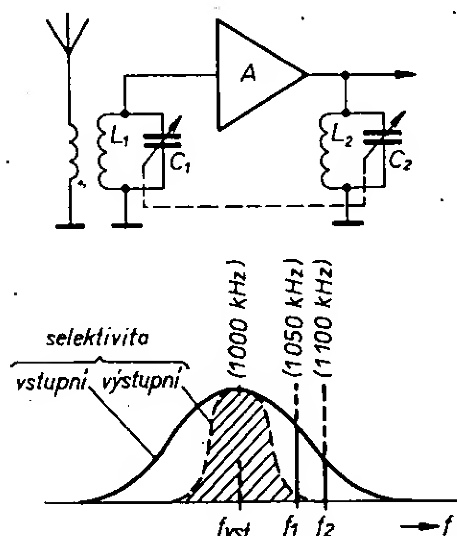
v němž součet $p + q$ označuje řád nelinearity převodní charakteristiky zesilovače. Při výpočtu dosazujeme za *p*, *q* všechna celá čísla, vyhovující tomuto předpokladu. Například pro převodní charakte-

ristiku 2. řádu lze odvodit, že na výstupu zesilovače budou vedle signálů základních a harmonických kmitočtů (f_1, f_2, $2f_1$, $2f_2$) přítomny také intermodulační produkty 2. řádu (f_1-f_2, f_2-f_1), u zesilovače s převodní charakteristikou třetího řádu k nim vedle základních harmonických ($3f_1$, $3f_2$) přibudou intermodulační produkty 3. řádu ($2f_1-f_2$, $2f_2-f_1$) atd.

Na obr. 21c je pro názornost rozložení výstupního spektra obecného nelineárního čtyřpólu, počítané pro převodní charakteristiku 5. řádu a zakreslené pro oblast dvou blízkých základních kmitočtů f_1; f_2 a nejbližší okolí. Fakt, že výstupní selektivita laděného vf zesilovače odstraňuje ze spektra zesílených signálů signály kmitočtů, vzdálených od základních harmonických f_1, f_2, je v obr. 21c znázorněn čárkovaným průběhem výstupního laděného obvodu. Harmonické základních kmitočtů kf_1, kf_2 jsou opět bezpečně potlačeny. Potlačeny jsou i intermodulační produkty 2. řádu (f_1-f_2, f_2-f_1) – opět vidíme výhodnost užívání unipolárních tranzistorů. Intermodulační produkty 3. řádu, tj. složky $2f_1-f_2$, $2f_2-f_1$ a 5. řádu, tedy složky $3f_1-2f_2$ a $3f_2-2f_1$ však již někdy být odfiltrovány nemohou a jsou příčinou intermodulačních rušení a zkreslení vf signálu.

Vf intermodulace

Podle obr. 22 předpokládejme, že je přijímač naladěn na signál určitého kmitočtu f_{vst}, kde právě nepracuje žádný vysílač. V blízkém okolí, pro něž je útlum vstupního obvodu LC nedostatečný, však předpokládejme výskyt dvou silných signálů nosných kmitočtů f_1, f_2. Uvažujme pro jednoduchost nelinearitu převodní charakteristiky zesilovače 3. řádu. Intermodulační produkty 2. řádu jsou bezpečně mimo selektivitu výstupního obvodu LC. Produkty 3. řádu jsou při naznačených kmitočtech



Obr. 22. Princip přímého uplatnění vf intermodulačních produktů

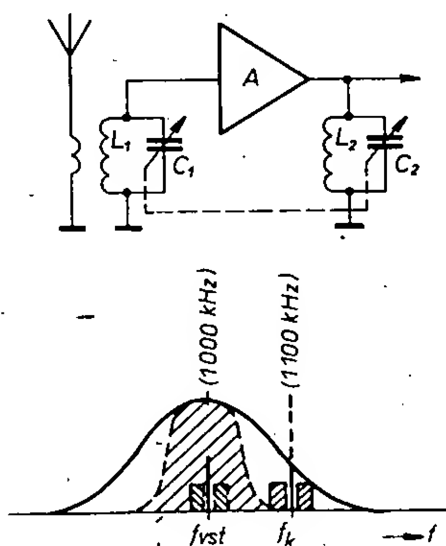
$$2f_1-f_2 = 2100 - 1100 \text{ kHz} = 1000 \text{ kHz},$$
$$2f_2-f_1 = 2200 - 1050 \text{ kHz} = 1150 \text{ kHz}.$$

Vidíme, že především složka $2f_1-f_2$ spadá přímo do středu propustného kmitočtového pásma a nemůže být v žádném případě výstupním selektivním obvodem zesilovače (čárkovaně) odstraněna ani potlačena. Tento intermodulační produkt bude tedy přijímačem zpracován jako rozhlasový signál na kmitočtu 1 MHz, který ovšem ve skutečnosti vůbec neexistuje. Bude-li navíc alespoň jeden ze signálů f_1, f_2 modulovaný, bude modulován i intermodulační signál f_{vst}. Obdobně nestabilita poměru f_1/f_2 má za následek kmitočtové odchylky f_{vst}, které mohou být detektorem přijímače vyhodnoceny jako intermodulační hvizdy. Ty je třeba odlišit od hvizdů interferenčních, vznikajících i při dokonalé linearitě vf obvodů omezenou celkovou vf selektivitou přijímače. Interferenční hvizdy vznikají akustickým záznějem signálů nosných kmitočtů či modulačních spekter sousedních vysílačů v detekčním obvodu.

Křížová modulace

Příčiny vzniku křížové modulace jsou stejné jako příčiny vf intermodulace. Mechanismus je však poněkud odlišný, nepodléhá žádným selektivním kritériím. Pro vznik křížové modulace stačí jeden užitečný a jeden rušivý rozhlasový signál.

Předpokládejme, že je přijímač naladěn shodně jako v předchozím případě (obr. 23). Na kmitočtu f_{vst} tentokrát předpokládejme nemodulovaný signál nosného kmitočtu, harmonický vf signál 1 MHz. Na druhém, libovolně vzdáleném kmitočtu,



Obr. 23. Princip vzniku křížové (příčné) modulace

ovšem ovlivněném požadavkem konečného útlumu vstupního obvodu LC vf zesilovače, uvažujme silný vysílač AM s kmitočtem nosné f_k a modulačním spektrem $f_k \pm f_{m(k)}$. Příčinou vzniku křížové modulace je opět nelinearita převodní charakteristiky vf zesilovače, která způsobuje, že nosná o kmitočtu f_{vst} je modulována spektrem $\pm f_{m(k)}$ rušicí stanice. Při zániku modulace rušicího vysílače zaniká i křížová modulace. Lze dokázat, že hloubka parazitní křížové modulace je úměrná vztahu

$$m_k \sim \frac{1}{2}\frac{S''}{S} U^2_k \, m_k$$

je tedy opět podmíněna nelinearitou převodní charakteristiky vyššího než druhého řádu.

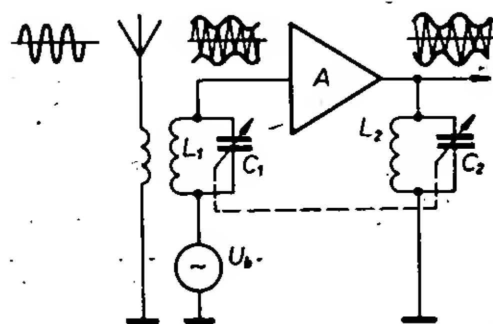
Je třeba poznamenat, že jak intermodulační, tak křížové rušení může nastat již tehdy, než ještě osciloskopem zjistíme větší nelinearity vf modulační obálky signálu. Oba jevy velmi znesnadňují konstrukci jakostních přijímačů AM všech typů. Jakmile je jednou vf signál některou z uvedených parazitních modulací ovlivněn, nemůže již být vzniklé zkreslení žádným způsobem odstraněno. V praxi se samozřejmě všechny druhy parazitních příjmů a rušení vyskytují současně, jednotlivé intermodulační produkty vznikají i v několika stupních vf zesilovačů, vzájemně se ovlivňují a kombinují. Tím vzniká nepřehledná situace, patrná především při příjmu slabých stanic v oblastech silných rušivých signálů. Velká vstupní selektivita a linearita vf zesilovače jsou základními prostředky k získání vyhovujících intermodulačních parametrů.

Parazitní modulace brumem a průmyslovým rušením

Mnohý amatér si možná těžko vysvětluje výskyt nepříjemného síťového brumu, vyskytujícího se v pásmech AM při vyladění přijímače na signál nosného kmitočtu silné, zpravidla místní stanice. Tento jev se nejvíce vyskytuje u síťových přijímačů, u nichž lze také pozorovat (ve srovnání s bateriově napájenými) mnohem menší odolnost vůči průmyslovému rušení.

Příčina obou těchto jevů je opět v přenósové nelinearitě vf obvodů. Síťové brumy (50, 100 Hz) či jiné rušivé signály, pronikající na vstupy vf zesilovačů nejrůznějšími cestami (nedokonalé filtrace, síťový rozvod, anténní přívody, indukční a kapacitní vazby, nevhodné zemnění...) se „slučují" s užitečným signálem a působí; podle své velikosti, větší či menší změny pracovního režimu obvodů. Je-li převodní charakteristika nelineární, mění se okamžité strmosti S a tím vzniká parazitní amplitudová modulace. Na rozdíl od předchozích případů stačí i sebemenší odchylka od lineární převodní charakteristiky, protože hloubka parazitní modulace, obr. 24,

$$m_b \sim \frac{S'}{S} U_b.$$



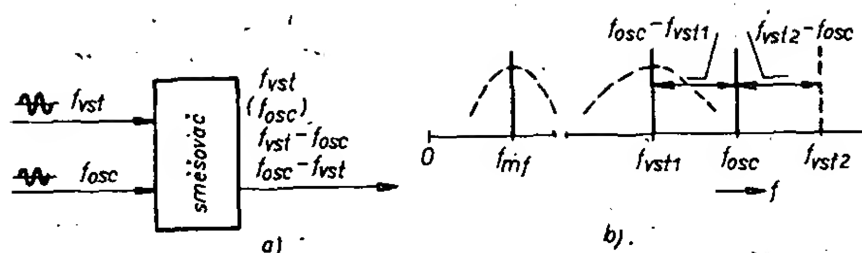
Obr. 24. Nelinearita vf zesilovače umožňuje vznik rušivé amplitudové modulace parazitním vstupním nf signálem (U_b), impulsními poruchami atd.

Jak vidíme, rušení se značně zvětšuje s řádem převodní nelinearity. V detekovaném signálu lze kromě brumové složky pozorovat i zkreslení vzniklé vlivem neharmonických intermodulačních produktů rušivého a modulačního signálu. Mimo brum mohou po síťovém rozvodu atd. pronikat na vstupy jednotlivých vf zesilovačů i různé průmyslové rušivé signály často značné úrovně. Ty mohou, i když jsou kmitočtově mimo pásma AM, i zcela znemožnit rozhlasový příjem. Mnohdy je až neuvěřitelné, jak lze zlepšit příjem v oblastech se zvýšeným průmyslovým rušením důsledným využitím základních odrušovacích prostředků (stínicí fólie síťového transformátoru, filtrační a odrušovací členy, vhodné zemnění přijímače, stínění anténního svodu atd.).

Směšovací přijímače (superhety)

Všechny současné, průmyslově vyráběné přijímače dnes využívají směšovacího (superheterodynového) principu, který odstraňuje charakteristické nedostatky přijímačů s přímým zesílením.

Každý superhet se skládá z těchto hlavních částí: z oscilátoru, směšovače, mezifrekvenčního zesilovače + demodulátoru a nf zesilovače. Mf zesilovač je



Obr. 25. Princip činnosti ideálního směšovače a jeho kmitočtový diagram (b)

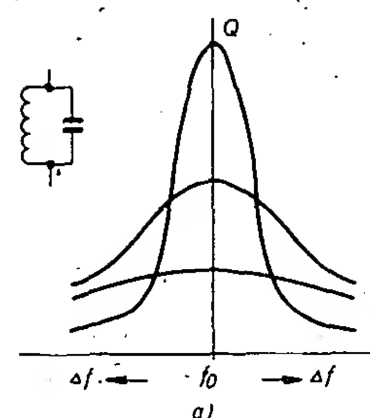
obdobou přijímače s přímým zesílením fixně naladěného na zvolený, pevný mf kmitočet. Kmitočtovou přeladitelnost umožňuje využití směšovacího principu. Směšovač má za úkol zajistit kmitočtovou transpozici libovolného zvoleného vstupního signálu na signál o kmitočtu mf zesilovače s určitou definovanou šířkou propustného pásma. Vše, co směšovač udělá navíc (a je toho dost!), je vždy pro optimální funkci přijímače nežádoucí.

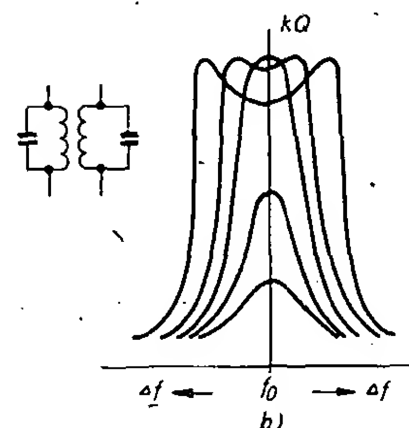
Všimněme si činnosti směšovače blíže (obr. 25). Na jednom ze vstupů směšovače předpokládejme zatím harmonický signál f_{vst1}, odpovídající nemodulovanému přijímanému signálu. Na druhém ze vstupů směšovače je rovněž signál sinusového průběhu f_{osc}, dodávaný oscilátorem přijímače. Směšovač musí kromě vlastně nežádoucího přenosu obou vstupních signálů zajišťovat především vznik směšovacích produktů, v ideálním případě pouze 2. řádu. Pro náš příklad to jsou signály $f_{osc}-f_{vst1}$ a $f_{osc}+f_{vst1}$. V souladu s praxí nyní předpokládejme, že na výstupu směšovače bude selektivní obvod *LC*, který ze směsi kmitočtových složek vybere pouze jedinou, a to $f_{osc}-f_{vst1}$. Budeme-li pak měnit kmitočet oscilátoru přijímače v určitém rozsahu $f_{osc\,min}$ až $f_{osc\,max}$ a na signálovém vstupu bude místo jediného signálu f_{vst1} široké kmitočtové spektrum rozhlasových signálů, mohou z nich na výstup směšovače projít pouze tři. Především je to signál o kmitočtu, odpovídajícímu rezonančnímu kmitočtu filtru *LC* (f_{LC}) a dále signály kmitočtů, odpovídajících podmínce $f_{vst}-f_{osc}=f_{LC}=f_{osc}-f_{vst}$. Všem těmto signálům odpovídá na výstupu směšovače signál pevného kmitočtu – kmitočtu mf zesilovače.

Aby nemohly být při každém nastavení oscilátoru současně zpracovány dva kmitočtově odlehlé a jinak zcela nezávislé signály (obr. 25b f_{vst1}, f_{vst2}) a nepronikal přímý signál $f_{vst}=f_{mf}$, užívá se selektivních vstupních obvodů *LC*, laděných souběžně s oscilátorovým obvodem tak, aby byla splněna podmínka $f_{mf}=f_{osc}-f_{vst}$. Tím je (v ideálním případě) zajištěno zpracování jediného, právě vyladěného a žádoucího vstupního signálu. Pokud je vstupní signál modulovaný, je na mf signál transponována nejen jeho nosná, ale i celé modulační spektrum. Jakostní směšovač musí zachovávat původní, nezkreslený průběh modulační obálky.

Nyní si již můžeme projít blokové schéma klasického rozhlasového superhetu i jeho kmitočtový diagram, obr. 26. Anténní signál přichází na směšovač přes vstupní laděný obvod L_1C_1. Souběžně se vstupním obvodem je přelaďován i kmitočet oscilátoru přijímače (L_2C_2) tak, aby byla splněna podmínka $f_{osc}-f_{vst}=f_{mf}$. U rozhlasových přijímačů totiž (téměř vždy) oscilátor pracuje o mf kmitočet výše, než je rezonanční kmitočet vstupního obvodu. Vzniklý mf signál se shodným průběhem modulační obálky jako má vyladěný signál vstupní je selektivně zesilován v obvodech mf zesilovače, v němž je soustředěna základní selektivita přijímače. Základní přínos směšovacích přijímačů spočívá v relativně jednoduché možnosti dosáhnout vysoké „statické" selektivy, blízké optimální. Zatímco u přijímačů s přímým zesílením lze z technologických důvodů užít jen omezeného počtu selektivních členů nižšího řádu (nejčastěji jednoduchých obvodů *LC*, obr. 27a), může být selektivita mf zesilovače řešena mnohem dokonaleji. U starších superhetů se téměř výlučně používaly dvojité filtry *LC*, obr. 27b. Tvarový průběh přenosu těchto obvodů již nezávisí výlučně na činiteli jakosti Q_{ef}, ale na součinu kQ_{ef}, lze tedy kaskádou takových filtrů průběh mf selektivity výrazně optimalizovat. Šířka pásma ani tvarový průběh selektivity pevně laděného mf zesilovače nejsou na ladění přijímače vlnových rozsahů závislé, vzhledem k soustředění vf zisku právě v mf zesilovači může být dosaženo i relativně stálé citlivosti přijímače. V současné době se již téměř výlučně používají mf filtry se soustředěnou selektivitou, které přinášejí řadu významných předností. Patří k nim především značné zlepšení selektivity, intermodulační odolnosti, zvětšení stability, zjednodušení konstrukce a nastavování přijímače. Sekundárním důsledkem kmitočtové stability těchto filtrů je i perspektivní možnost použít „číslicové" ladění.

Dobrý průběh mezifrekvenční selektivity umožňuje potlačit rušení příjmu sousedními vysílači (viz f_{nC} na obr. 26b). Na demodulátor superhetu tedy v ideálním případě prochází pouze kmitočtově transponovaný signál vyladěného vysílače.





Obr. 27. Srovnávací diagram průběhu selektivity jednoduchého obvodu LC a dvojitého filtru LC; a) selektivitu jednoduchého obvodu (paralelního) LC lze ovlivňovat pouze velikostí činitele jakosti Q_{ef}, b) podstatného zlepšení tvarového průběhu selektivity (strmosti boků přenosové charakteristiky) lze dosáhnout vázanými filtry LC

Superhetová koncepce ovšem není všespasitelná. I když řeší řadu podstatných problémů, mnohé nadále zůstávají, některé dokonce přibývají. Všimněme si nejprve právě těch.

a) Rušení na mf kmitočtu

Rušivé signály (blízké f_{mf}) mohou na mf zesilovač procházet i selektivními vstupními obvody (L_1C_1).

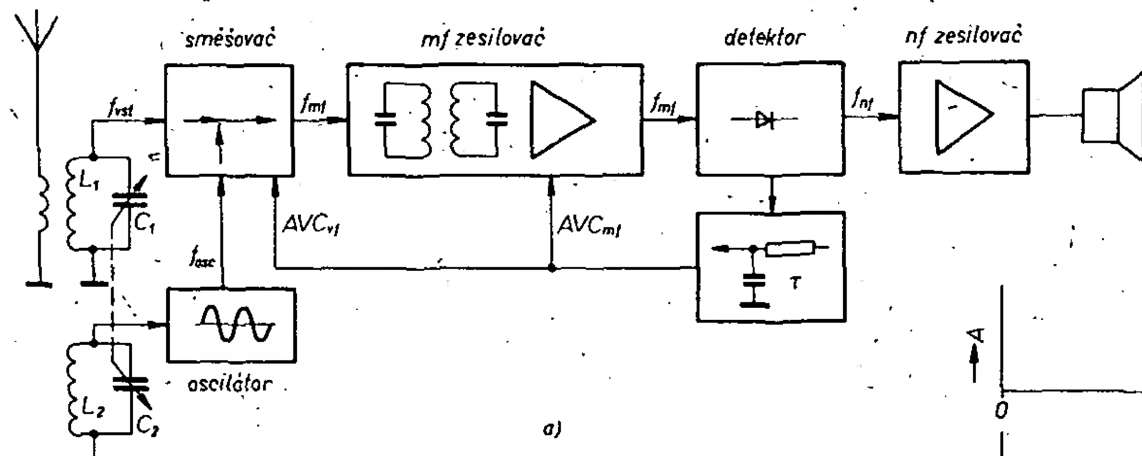
U rozhlasových přijímačů s $f_{mf}=$ = 460 kHz toto nebezpečí hrozí zvláště v pásmech SV, DV. K potlačení mf hvizdů atd. v těchto případech stačí použít odlaďovač na vstupu přijímače.

b) Rušení na zrcadlových kmitočtech

Možnost příjmu rušivých zrcadlových kmitočtů jsme si již ukázali (obr. 25, obr. 26). Vyplývá opět z nedokonalé selektivity vstupního obvodu superhetu a velmi rušivě se uplatňuje zejména v pásmech KV. Existují pouze dvě možnosti, jak zlepšit potlačení signálů zrcadlových kmitočtů:

- velká vstupní selektivita, kterou lze však těžko realizovat při respektování současného požadavku velké citlivosti (poměru S/N, s/š) a technologickoekonomických aspektů,
- volit vysoký mf kmitočet, který je opět v rozporu s potřebou dosáhnout dobrého souběhu ladění vstupu a oscilátoru v pásmech SV, DV.

U rozhlasových přijímačů zůstává problematika zrcadlových kmitočtů i v dnešní



Obr. 26. Blokové schéma klasického směšovacího přijímače (superheterodynu) pro rozhlasové účely (a) a jeho stylizovaný kmitočtový diagram (b)

době v podstatě neřešena. S metodami jejich potlačení ve speciálních KV přijímačích se ještě seznámíme.

c) Rušení signály harmonických kmitočtů oscilátoru

Dosud jsme uvažovali ideální směšovač i oscilátor. Je jasné, že reálný oscilátor produkuje kromě základní složky f_{osc} i vyšší harmonické (1 až n)f_{osc}. Obdobně produktem reálného směšovače nejsou jen základní směšovací složky, ale i produkty vyššího řádu. Vyšší harmonické oscilátoru mohou s nedostatečně potlačenými vstupními signály vytvořit takové kmitočtové složky, které „padnou" do přenosového pásma mf zesilovače a jsou příčinou parazitních příjmů. Vzniká křížová modulace vstupního signálu s harmonickým kmitočtem oscilátoru. Mimo to může, zvláště při málo selektivních vstupních obvodech mf zesilovače, docházet k intermodulaci nebo křížové modulaci mezi signálem oscilátoru a výstupními produkty směšovače (v mf zesilovači).

Nepřímo jsme se dostali opět k problémům vf intermodulace a křížové modulace, které superhety dědí od svých předchůdců, přímozesilujících přijímačů. Příčiny jejich vzniku, malou vstupní selektivitu a linearitu přijímače, nemůže směšovací koncepce přijímače vyloučit. Důsledky – parazitní příjmy a rušení – však podstatnou měrou závisí jak na koncepčním, tak obvodovém řešení konkrétního přijímače.

Pokusme se nyní o stručnou charakteristiku jednotlivých funkčních bloků superhetu AM a shrňme požadavky, které jsou na ně kladeny.

Vysokofrekvenční předzesilovače

V současné době se používají jen velmi zřídka. Důvody nejsou jen ekonomické, ale především je to snaha dosáhnout co možno největší dynamické selektivity, tj. potlačení parazitních příjmů. Vf předzesilovače se používají především ke kompenzaci útlumu složitějších vstupních selektivních obvodů ve speciálních přijímačích. Potom však obvykle není řízen zisk vf předzesilovače klasickým AVC, omezujícím jeho linearitu, ale zpravidla pasívním útlumovým článkem (dioda PIN) na vstupu přijímače.

Směšovače

Je známo, že existují dvě základní směšovací koncepce, tzv. směšovače aditivní a multiplikativní.

Aditivní směšovače poznáme snadno podle toho, že oba vstupní signály u_{vst}, u_{osc} na ně přicházejí jako přímo superponovaný signál. Jsou to v podstatě vf detektory se selektivní filtrací výstupního mf signálu, jehož vznik lze zjednodušeně vysvětlit takto: předpokládáme-li sinusové průběhy u_{vst}, u_{osc}, je jejich lineární superpozice charakteristická sinusovým zvlněním modulační obálky, jehož kmitočet je úměrný záznějí (f_{mf}) obou vstupních signálů. Aby zázněj (tedy mf kmitočet) mohl být oddělen od ostatních signálů, je nezbytné směs u_{vst} a u_{osc} nejprve detekovat a pak zázněj oddělit selektivním mf filtrem. Nezbytnou podmínkou aditivního směšování je tedy nelinearita přenosové charakteristiky směšovacího prvku (dioda, tranzistor . . .).

Z nelinearity směšovače obecně vždy vyplývá vznik nežádoucích směšovacích produktů vyššího řádu. Aditivní směšovače jsou obvodově zpravidla velmi jednoduché, obtížně se u nich však vzájemně oddělují vstupní a oscilátorový obvod a tedy i odstraňuje ovlivňování f_{osc} silnými vstupními signály, vyzařování do antény... S výhodou se používají zvláště v pásmech KV a VKV, neboť tam při poměrně velké směšovací účinnosti mají dobrý poměr s/š. Tranzistorové jednoduché aditivní směšovače pro rozhlasové přijímače mají poměrně značné tvarové zkreslení modulační obálky signálu, silně závislé na regulaci AVC.

Multiplikativní směšovače pracují na zcela jiném principu. Řízený výstupní proud aktivního prvku již na rozdíl od aditivních směšovačů není úměrný součinu superpozice vstupních signálů s okamžitou nelineární přenosovou strmostí [$i_C \neq (u_{vst}+u_{osc})S_m$], ale součinu všech těchto parametrů, $i_C = u_{vst}u_{osc}S$. Rozborem vznikajícího kmitočtového spektra lze odvodit, že v tomto případě může být statická strmost S naprosto lineární a přesto žádaná mf složka $f_{osc}-f_{vst}$ vzniká. To znamená, že bude-li mít signál oscilátoru přesně sinusový průběh, omezí použití multiplikativního směšovače úrovně směšovacích a intermodulačních produktů vyšších řádů.

Multiplikativní směšovače jsou tedy řešeny tak, aby se součin $u_{osc}S$ co nejvíce blížil ideální, sinusové funkci. Na rozdíl od aditivních (dioda, přechod B-E) musí však být obvody multiplikativních směšovačů mnohem složitější (určitou výjimkou jsou směšovače s tranzistory FET se dvěma řídicími elektrodami – analogie několikamřížkových směšovacích elektronek).

Ideální směšovač by měl mít velkou směšovací účinnost, malý vlastní šum a velký dynamický rozsah. Měl by dokonale vzájemně oddělovat vstupní a oscilátorové obvody i výstup (zpětné směšování). Moderní multiplikativní směšovače se zatím používají na nižších pracovních kmitočtech (DV, SV), na KV např. u sdělovacích přijímačů stále převažují směšovače aditivní (dynamický rozsah, šum). Mezi mnoha variantami obou směšovacích koncepcí zasluhují pozornost zvláště různá symetrická, balanční uspořádání se schopností potlačit pronikání základních vstupních signálů (f_{vst}, f_{osc}) na výstup směšovače.

Ze směšovacího principu obecně vyplývá nebezpečí vzniku křížové modulace vzájemným působením parazitního vstupního signálu f_k a napětí oscilátorového kmitočtu f_{osc}, které má vždy (hlavně pro dosažení velké směšovací účinnosti a malého šumu) poměrně velkou úroveň. Tento jev je také jako křížová modulace u směšovacích přijímačů označován.

Místní oscilátor, souběh

Nedílnou součástí každého směšovacího obvodu v přijímači je samozřejmě i místní oscilátor harmonického signálu f_{osc}, podmiňující svými parametry jak vznik, tak jakost mezifrekvenčního signálu. K základním požadavkům na signál oscilátoru patří zejména:

- spektrální čistota, tj. minimální obsah vyšších harmonických složek včetně šumu a parazitních modulací,
- stabilita kmitočtu a její nezávislost na vnějších podmínkách,
- stálost úrovně U_{osc} a její nezávislost na ladění přijímače.

Splnit lze uvedené požadavky pouze u samostatných oscilátorů – dříve běžná zapojení kmitajících aditivních směšovačů již patří minulosti.

Samostatným problémem je vzájemný souběh ladění vstupního a oscilátorového obvodu. Ze směšovacího principu vyplývá, že v ideálním případě by při libovolném naladění přijímače měl být rozdíl rezonančních kmitočtů oscilátorového a vstupního obvodu LC vždy přesně roven mf kmitočtu f_{mf}. Při požadavku společného ladění obou obvodů nelze ovšem ideálního souběhu v širším kmitočtovém intervalu dosáhnout. Problém je v tom, že určité přeladitelnosti vstupního obvodu $f_{vst\,max}/f_{vst\,min} = k$ odpovídá jiná velikost poměru $f_{osc\,max}/f_{osc\,min} = x$, což vyplývá právě z kmitočtového posuvu obou rezonančních kmitočtů o f_{mf}. Dosáhnout určitého stupně souběhu je tím obtížnější, čím širší je přelaďované kmitočtové pásmo f_{vst} a čím vyšší je užitý mf kmitočet.

Standardní rozhlasový kmitočet $f_{mf} \doteq 460$ kHz, stanovený jako určitý kompromis mezi kvalitou souběhu, potlačením zrcadlových signálů (ovšem pouze v pásmech SV, DV) a mf selektivitou je v pásmech SV, DV nejčastěji zajišťován metodou tzv. tříbodového souběhu. Na rozsazích KV, na nichž se se zvyšujícím se kmitočtem poměr k/x blíží jedné a současně se zmenšuje selektivita vstupních obvodů, jsou požadavky na dokonalost souběhu menší. Zvláště na rozsazích s malou přeladitelností se používá souběh ve dvou nebo i jednom bodě.

Detailním rozborem řešení souběhu, spočívajícího v mechanickém zpracování vhodného výpočetního postupu, se zabývat nebudeme. Všimněme si naopak často opomíjeného vlastního principu návrhu souběhu, z praktických důvodů na příkladu klasické, tříbodové metody.

Dokonalého souběhu vstupního a oscilátorového obvodu pro určité prolaďované kmitočtové pásmo lze v praxi dosáhnout pouze v omezeném počtu bodů – mezi těmito body s dokonalým souběhem pak vzniká větší či menší chyba. Úkolem návrhu souběhu je dosáhnout minimálních kmitočtových odchylek v intervalech mezi body ideálního souběhu (tedy přiblížit se co nejvíce vztahu $f_{osc}-f_{vst} = f_{mf}$ v celém prolaďovaném pásmu). Pro rovnoměrné rozložení odchylek souběhu, symetrických vzhledem k ideálnímu souběhu, je nutno stanovit co nejvhodněji jednotlivé kmitočty souběhu (slaďovací body).

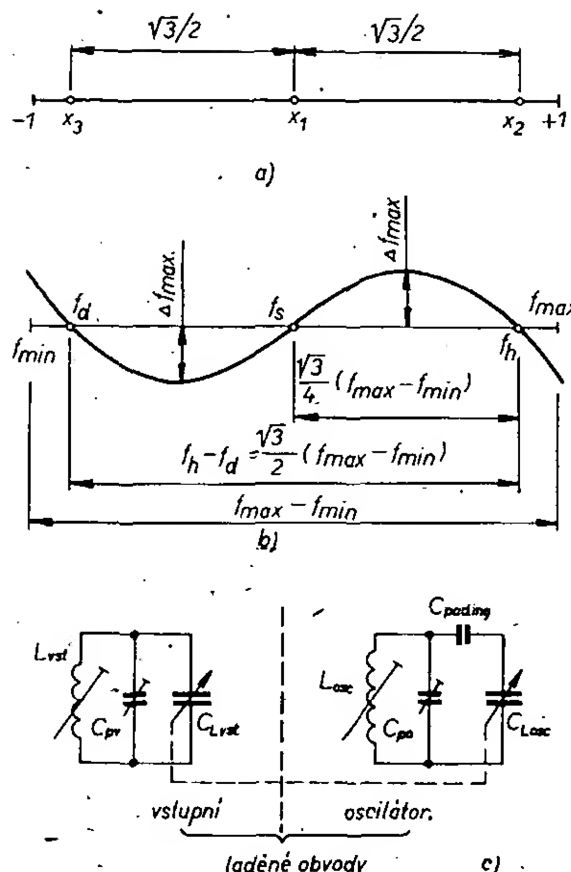
Princip všech známých metod optimalizace souběhu vstup/oscilátor lze postihnout pomocí Čebyševova teorému. Ten umožňuje v určitém omezeném rozsahu -1 až $+1$ aproximovat obecnou nelineární funkci (v našem případě odchylky f_{osc} od jmenovité velikosti) polynomem $n$tého stupně tak, aby maxima odchylek $\pm\Delta f = k$ byla vůči ideální funkci (v našem případě proložené přímce) rozložena shodně. Pro tříbodový souběh vyhovuje Čebyševův polynom třetího stupně

$$y = 4x^3 - 3x,$$

jehož funkce prochází pro daný interval nulou ve třech bodech (dokonalý souběh). Polohy těchto bodů lze stanovit řešením polynomu pro $y = 0$, určením všech tří kořenů rovnice. Tedy

$$4x^3 - 3x = 0,\ x_1 = 0,\ x_{2,3} = \pm\frac{1}{2}\sqrt{3},$$

(obr. 28a). Oscilátorový obvod pro tříbodový souběh musí obsahovat minimálně tři „nezávislé" nastavitelné prvky, umožňující optimálně nastavit kmitočty souběhu. Jejich velikost (f_d, f_s, f_h) lze pro uvažované kmitočtové pásmo f_{min} až f_{max} (okrajové kmitočty) odvodit přenosem bodů x_1, x_2, x_3 do příslušné kmitočtové roviny (obr. 28b). Kořenu x_1 odpovídá střed pásma, kmitočet $f_s = (f_{max}+f_{min})/2$, kořenům x_2, x_3



Obr. 28. K rozboru podstaty tříbodového souběhu

pak vůči f_s souměrně rozložené souběhové (slaďovací) body, kmitočty

$$f_h = f_s + \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{max} - f_{min})\,;$$

$$f_d = f_s - \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{max} - f_{min})\,.$$

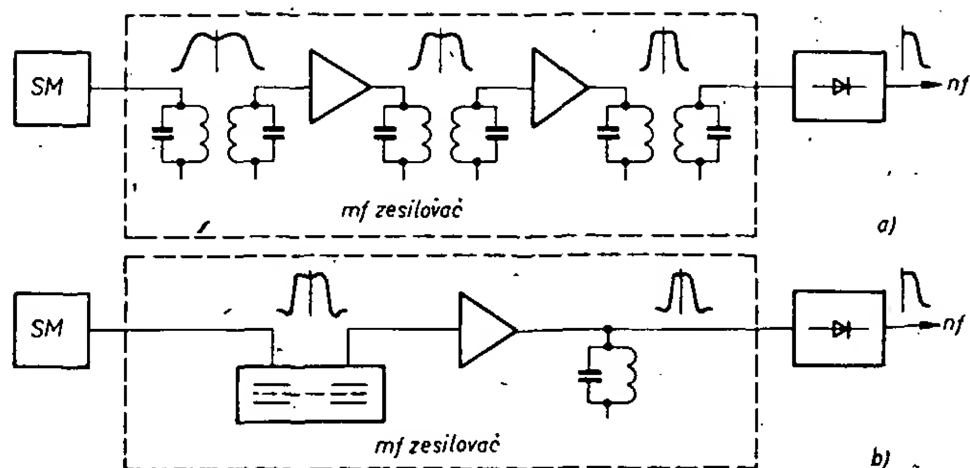
Mezi těmito body ideálního souběhu leží souměrně rozložené pole kmitočtových odchylek, jehož čtyři maxima mají shodné amplitudy.

Slaďovací prvky směšovacího obvodu jsou na obr. 28c. V oscilátoru se změnou L_{osc} upravuje velikost středního kmitočtu f_s, kapacitním trimrem C_{po} horní souběhový kmitočet f_h. Padingovým kondenzátorem C_{pad}, nezbytným pro úpravu kapacit ladicího kondenzátoru vstupní a oscilátorové sekce, se upravuje kmitočet dolního slaďovacího bodu f_d. V praxi se ovšem pro zjednodušení slaďovacího postupu a omezení počtu slaďovacích prvků používá pevný C_{pad}, slaďování se omezuje rozloženým nastavením kmitočtu f_h kapacitním trimrem C_{po} a f_d jádrem cívky L_{osc}. Vstupní obvod LC se na kmitočtech f_d, f_h nastavuje jádrem L_{vst} a trimrem C_{pv}.

Mezifrekvenční zesilovače

Obvody mf zesilovače jsou v podstatě shodné se zapojením pevně naladěného, velmi selektivního přímozesilujícího přijímače. Moderní mf zesilovač je charakterizován užitím účinného mf filtru soustředěné selektivity na svém vstupu. Základní přednost tohoto řešení vyplývá z jeho srovnání s klasickou koncepcí, obr. 29. Zatímco u dosud obvyklého mf zesilovače s vazbou jednotlivých stupňů zesilovací kaskády dvojitými mezifrekvenčními filtry LC je mf selektivita (strmost boků útlumové mf charakteristiky) na vstupu prvního aktivního prvku nevalná a zvětšuje se teprve s postupem signálu směrem k demodulátoru, je při soustředěné vstupní selektivitě definována optimální šířka pásma již na vstupu prvního zesilovacího stupně. Všechny nežádoucí produkty směšovače, ležící mimo propustné pásmo

Obr. 29. Porovnání poměrů u mf zesilovače s rozloženou (a) a soustředěnou (b) selektivitou



mf zesilovače, ale i pronikající „užitečný" vstupní signál a signál oscilátoru mohou být soustředěnou mf selektivitou na vstupu mf zesilovače potlačeny tak dokonale, že již v jeho dalších obvodech nemohou být příčinou vzniku intermodulačních produktů. To umožní zmírnit požadavky na parametry dynamicky velmi exponovaného mf zesilovače.

Zmínili jsme se již o vlivu volby mf kmitočtu na potlačení zrcadlových příjmů typu $f_{zrc} = f_{vst} + 2f_{mf}$, obr. 25, 26. Čím vyšší je f_{mf}, tím větší je kmitočtový odstup zrcadlového signálu a tím více se uplatní selektivita vstupního obvodu přijímače. Dobrou představu lze získat podrobnějším rozborem tab. 1, udávající potlačení zrcadlových kmitočtů (A_{dB}) jak pro různé kmitočty f_{vst}, tak různé mf kmitočty (0,5; 1; 2 a 10 MHz) a dvě odlišné jakosti Q_{ef} (50, 100) jednoduchého vstupního obvodu LC přijímače. Při výpočtu se vycházelo ze zjednodušeného určení poměrného přenosu paralelního obvodu LC při velkém rozladění od f_{rez}

$$A_{dB} = 20\log\frac{f_{zrc}/f_{rez}}{Q_{ef}\,[1-(f_{zrc}/f_{rez})^2]}\,.$$

Z tabulky vidíme, že se typická zrcadlová selektivita superhetu s nízkou mezifrekvencí (500 kHz) a jednoduchým vstupním obvodem zmenšuje od zhruba −40 dB v SV až na −10 dB v KV pásmu. I přes tuto skutečnost, jejímž důsledkem je vedle parazitních příjmů v pásmech KV i fakt, že vlastně každou silnější stanici lze na stupnici přijímače vyladit dvakrát, patří dosud

Tab. 1. Vliv volby f_{mf} a jakosti Q vstupního obvodu LC na potlačení zrcadlových signálů

f_{vst} [MHz]	f_{mf} [MHz]	Potlačení −dB při Q=50	Q=100
1	0,5	37	43
	1	42	48
	2	47	53
	10	60	66
5	0,5	25	31
	1	30	36
	2	36	42
	10	47	53
10	0,5	19	25
	1	25	31
	2	30	36
	10	42	48
20	0,5	13	19
	1	19	25
	2	25	31
	10	37	43
30	0,5	10	16
	1	16	22
	2	21	28
	10	34	40

diskutované koncepci rozhlasového přijímače i v dnešní době absolutní priorita. Nevýhodné vlastnosti v pásmech KV, především jejich vzájemné rušení, jsou dosti účinně eliminovány vzájemnými kmitočtovými odstupy (tab. 2) a prokládáním rozhlasových a radioamatérských rozsahů KV, na nichž pracující vysílače užívají nesrovnatelně menších výkonů, a konečně i odlišných modulačních metod.

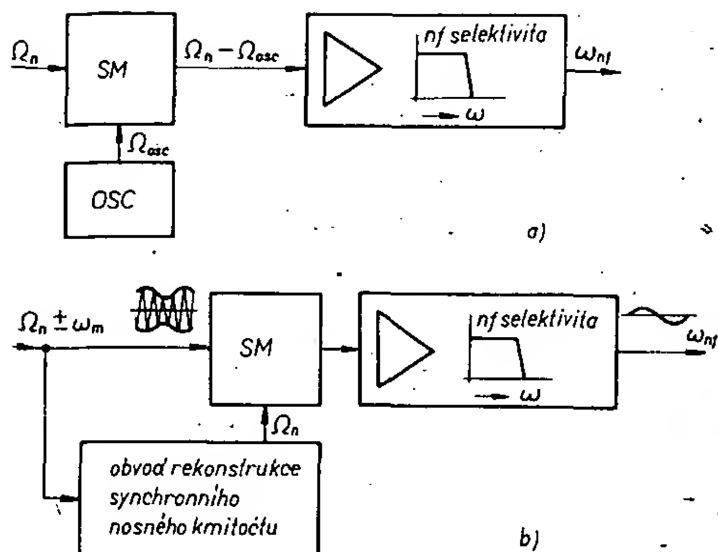
Tab. 2.

Kmitočtové pásmo [kHz]	Využití
148,5 až 283,5	rozhlas DV
526,5 až 1606,5	rozhlas SV
1715 až 2000	radioamat. pásmo 160 m
3500 až 3800	radioamat. pásmo 80 m
3950 až 4000	rozhlas KV 75 m
4750 až 5100	60 m
5950 až 6200	49 m
7000 až 7100	radioamat. pásmo 40 m
7100 až 7300	rozhlas KV 41 m
9500 až 9990	31 m
11 650 až 12 050	25 m
14 000 až 14 350	radioamat. pásmo 20 m
15 100 až 15 600	rozhlas KV 19 m
17 550 až 17 900	16 m
21 000 až 21 450	radioamat. pásmo 15 m
21 450 až 21 850	rozhlas KV 13 m
25 600 až 26 100	11 m
28 000 až 28 900	radioamat. pásmo 10 m
66,5 MHz až 73 MHz	rozhlas VKV OIRT
86 MHz až 108 MHz	CCIR

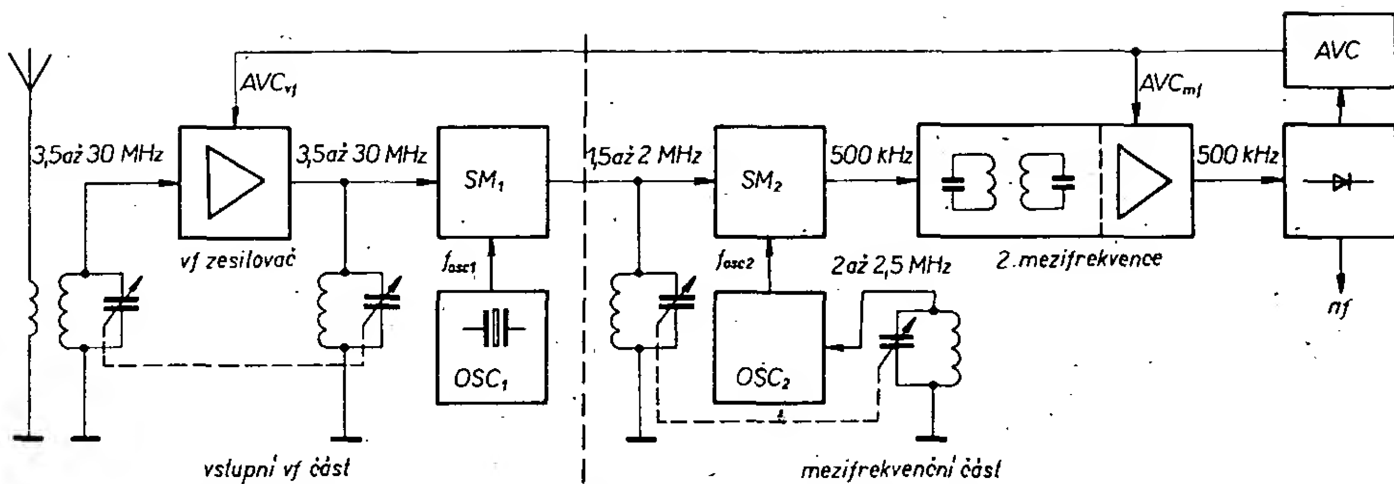
Demodulátory signálu AM

Požadavky na vlastnosti demodulátoru AM i rozborem stále nejužívanějšího zapojení – diodového sériového detektoru – se zabýváme na jiném místě. Pozornost však zasluhují i ostatní známé principy.

Jedním z nejstarších řešení, užívaných v počátcích radiotechniky k detekci nemodulovaných telegrafních signálů, je tzv. heterodyn. Jeho principem je přímé směšování na akustický zázněj, obr. 30a. Signál zvláštního oscilátoru f_{osc}, naladěného do těsné blízkosti nosné f_n telegrafního vysílače vytváří ve směšovači nf záznějovou složku ($\pm f_n \pm f_{osc}$). Jak vidíme a můžeme si konečně i názorně představit, kmitočet akustického zázněje může být spojitě měněn jemným rozlaďováním f_{osc}. Stejného principu lze vlastně využít k příjmu nemodulované telegrafie známým audionem s „přetaženou" zpětnou vazbou. Podobného principu ostatně dodnes užívají amatéři KV v přijímačích s přímým směšováním pro provoz CW a SSB. Předností koncepce je možnost dosáhnout velké citlivosti a selektivity přijímače v nf oblasti. Heterodynu také vděčí za svůj název i superhet – slovo super označuje směšování na vysoký, nadzvukový mezifrekvenční kmitočet.



Obr. 30. Princip heterodynu (a) a synchronního detektoru (b)



Obr. 31 Blokové schéma přijímače s dvojím směšováním pro pásma KV

Pro klasický signál AM je heterodynní detekce nevhodná. Zvláště proto, že kmitočet demodulovaného signálu závisí na stabilitě a vyladění oscilátoru.

Nepřímým nástupcem heterodynu je tzv. synchronní detektor (obr. 30b). Nf signál na jeho výstupu vzniká opět směšováním, tentokrát se však směšuje modulovaný signál AM se signálem, odvozeným přímo od jeho vlastní nosné. Pomocný signál lze získat např. amplitudovým omezením vstupního signálu AM nebo pomocí smyčky AFS. Signál oscilátoru synchronního detektoru je tedy kmitočtově i fázově synchronní s nosným signálem vstupního signálu AM, čímž mizí základní nedostatek heterodynu. Velkou teoretickou předností synchronní detekce je její linearita a funkční selektivita – schopnost potlačit rušivé signály, které nejsou synchronní s oscilační „injekcí". Praktickým problémem však je, jak dokonale potlačit vliv modulační složky signálu AM na okamžitý kmitočet oscilátoru. Proto se tohoto principu stále užívá nejčastěji v TV technice k demodulaci jasových i chrominančních obrazových signálů s relativně stálou úrovní a velkým poměrem S/N (s/š).

V současné době lze očekávat nástup aktivních, spínacích detektorů AM s minimálním zkreslením demodulovaného nf signálu. O jedno neobvyklé řešení se také pokusíme v praktické části příspěvku. Určitým problémem všech aktivních detektorů je nebezpečí rušení přijímače vyššími harmonickými produkty, nutně vznikajícími při jakémkoli usměrňování vf signálu. To je také důvodem časté montáže všech prvků detekčního obvodu (zvláště u citlivých přijímačů) do společného stínicího krytu.

Pomocné a doplňkové obvody přijímačů AM

Regulace AVC

Je nejdůležitějším pomocným obvodem každého citlivého rozhlasového přijímače AM. K zajištění linearity vf části přijímače pro široký rozsah vstupních signálů a zároveň k dosažení optimálních šumových parametrů při příjmu slabých signálů bývá zpravidla regulace AVC rozložena do několika smyček – regulace vstupních obvodů se pak nejčastěji řeší jako zpožděná, mnohdy i s omezenou selektivitou (potlačení vf intermodulace). Předností AVC je současně vyrovnávání hlasitosti slabých i silných stanic.

Regulace AFC

Nastupující elektrické ovládání laděných obvodů kapacitními diodami umožňuje renesanci kdysi módní předvolby stanic (SV, DV). V pásmech AM je proto možné použít i obvody AFC, bezmotorové automatické ladění a dálkové ovládání.

Doplňková nf selektivita

Piezoelektrické mf filtry v současné době odsouvají do pozadí dříve velmi rozšířenou možnost optimalizovat příjem ruční či automatickou změnou šířky propustného pásma mf zesilovače. V širším měřítku se naopak využívá obvodů doplňkové selektivity v nf části přijímače. Příkladem mohou být dolní propusti *LC*, potlačující rušivé demodulované signály, ležící mimo užitečné nf pásmo. Filtry *LC* je však v amatérské praxi třeba využívat velmi uváženě, protože mohou být příčinou velkého tvarového zkreslení užitečného signálu. Mnohdy se uplatní i selektivní filtry typu *RC*, například dvojité články T. Perspektivně budou zřejmě velmi zajímavé zvláště dynamické šumové filtry (obdoba DNL), upravující šířku pásma nf kanálu automaticky podle spektrálního obsahu a okamžité úrovně demodulovaného signálu.

Indikátory

Typickým příkladem doplňkových obvodů mohou být různé indikátory vyladění, síly pole, mono/stereo atd. Pro indikaci jednotlivých funkcí se vedle klasických ručkových přístrojů stále častěji užívá optických polí s diodami LED.

Pomocných i doplňkových obvodů je v současné době pochopitelně velmi mnoho. Mohou být zaměřeny jak jednoúčelově (např. pro pásma KV – rozprostřené ladění, doplňky pro příjem v amatérských pásmech, omezovače impulsních poruch, číslicové stupnice...), tak univerzálně (předvolby, dálkové ovládání...). Je logické, že jakostní řešení těchto obvodů jsou poměrně komplikovaná a mnohdy mohou značně ovlivnit i obvodové řešení celého přijímače.

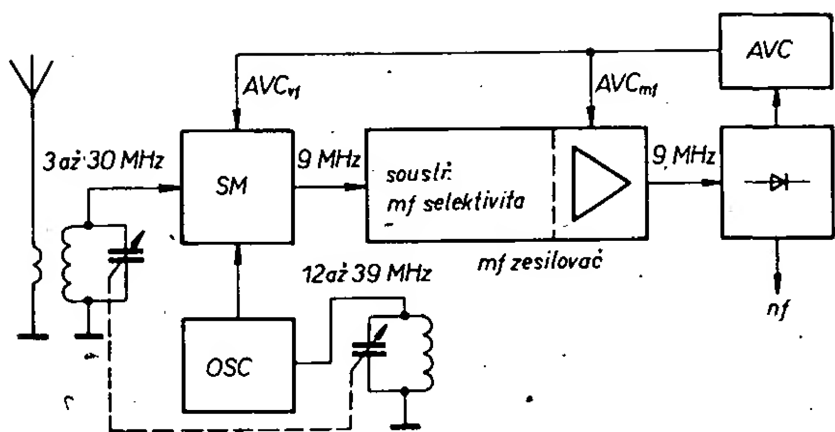
Východiskem pro účelnou konstrukci rozhlasového přijímače AM je užití speciálních, komplexně řešených integrovaných obvodů. Na jeden z nich, A244D, se dále zaměříme podrobněji. Předtím si však ještě stručně projdeme rozhodující etapy vývoje koncepčních řešení speciálních, sdělovacích přijímačů KV. Hlavně proto, že ukazují cestu k potlačení dvou základních nedostatků klasické superhetové koncepce – malé zrcadlové selektivity a odolnosti vůči parazitním příjmům. Lze předpokládat, že mnohá obvodová řešení se mohou v dohledné době uplatnit i v technice běžných rozhlasových přijímačů. Pro zjednodušení předpokládejme i nadále výlučně zpracování klasických signálů AM a regulaci zisku pomocí AVC.

Amatérské a sdělovací KV přijímače

Prvním krokem k dosažení dobré zrcadlové selektivity superhetů KV byly složitější vstupní laděné obvody ve formě pásmových filtrů *LC*. Zlepšení parametrů přijímače ovšem nemohlo být úměrné následným technologickým komplikacím (složité karusely, souběh vstupních obvodů, množství nastavovacích prvků...). Druhá cesta, zvýšení mf kmitočtu (tab. 1), nebyla v dané době schůdná jednak pro zvětšující se šumové číslo mf zesilovače, jednak pro obtížné dosažení vyhovující absolutní mf selektivity (šířka pásma $B = f(f_{mf})$) klasickými filtry *LC*.

Zrcadlová selektivita byla v první etapě zlepšována kompromisním využitím obou metod, vyúsťujícím v koncepci přijímače s dvojím směšováním (obr. 31). Vstupní filtr *LC* s dobrou selektivitou a zpravidla i s vf předzesilovačem, kryjícím jeho útlum a tím zlepšujícím poměr S/N celého přijímače, navazoval na první směšovač. Směšováním vstupního signálu se signálem prvního oscilátoru vznikal první mf signál s relativně vysokým kmitočtem, typicky 1,5 až 3 MHz. Zrcadlová selektivita přijímače se tím vůči klasickému řešení podstatně zvětšila, vlastní selektivita prvního mf zesilovače ovšem byla velmi malá. Proto se užívalo další kmitočtové transpozice, první mf kmitočet byl v obvodu druhého směšovače převáděn na nižší, konstantní kmitočet f_{mf2}, blízký nebo rovný klasické rozhlasové mezifrekvenci. V druhém mf zesilovači pak byla soustředěna jak vlastní mf selektivita, tak zisk celého přijímače. Na obr. 31 je přijímač s laděnou první mezifrekvencí, která má jednu velkou praktickou přednost: Všechny rozsahy přijímače KV mohly být přelaďovány jednotnou změnou kmitočtu druhého oscilátoru. Jeho souběh s jednoduchým, málo selektivním vstupním obvodem druhého směšovače proto mohl být řešen velmi jednoduše. Pro přepínání rozsahů stačila skoková změna kmitočtu prvního oscilátoru f_{osc1} (výměna krystalu). Pro všechny rozsahy pak bylo možno užít jediné stupnice s jemným laděním. Z obr. 31 vidíme, že blok označený jako mf část představuje vlastně klasický superhet, blok s označením vstupní část je pak doplňkem, konvertorem k převodu žádaného pásma KV na stálý, jen v malých mezích přeladitelný rozsah tohoto superhetu. V praxi se užívá i opačné varianty, proměnný kmitočet f_{osc1} a pevný f_{osc2}. Oba mf kmitočty jsou v takovém případě pevné.

Obě řešení mají řadu nedostatků, vyplývajících z jednostranného zaměření na

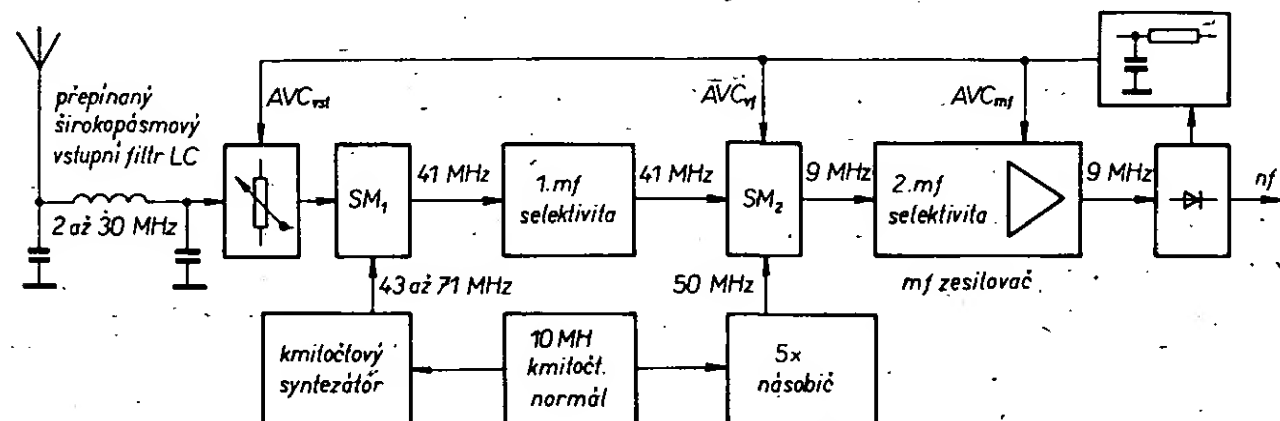


Obr. 32. Blokové schéma superhetu KV s jediným směšováním a vysokým mf kmitočtem

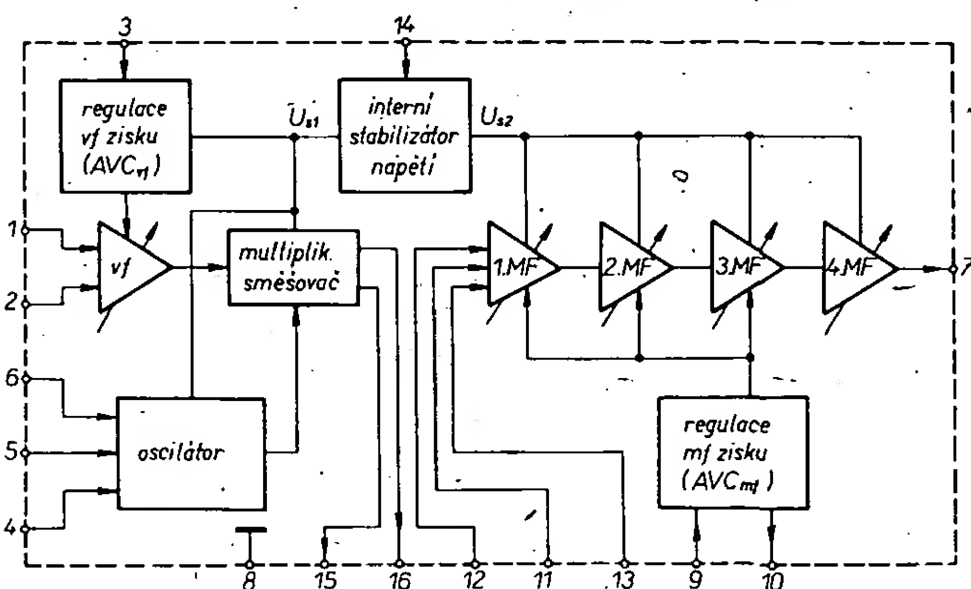
potlačení zrcadlových kmitočtů. Kromě většinou nevyhovující odolnosti vůči intermodulačním produktům a křížové modulaci (hlavní selektivita soustředěna až ve 2.mf zesilovači), vyplývá přímo z koncepce i řada druhotných problémů (obtížné potlačení signálů obou mf, rušení harmonickými 2. oscilátoru).

Důsledkem technologického pokroku v posledním desetiletí je určité zjednodušení, užívané zvláště u jednodušších přijímačů KV. Jedná se opět o klasické superhety, jejich mf kmitočet je však tentokrát značně vysoký, typicky 9 MHz. Řešení je podmíněno použitím jakostních krystalových filtrů soustředěné mf selektivity, s nimiž lze dosáhnout velké selektivity i na vysokých pracovních kmitočtech, dále aktivních prvků s velkým ziskem a malým vlastním šumem a v neposlední řadě i možností realizovat směšovače s velkým dynamickým rozsahem. Zvláště tehdy, je-li možno při velké účinnosti směšovače vyloučit dříve běžný vf předzesilovač, lze kromě velké zrcadlové selektivity dosáhnout i značné odolnosti přijímače vůči křížové modulaci i s jednoduchým vstupním obvodem *LC* (obr. 32).

Špičková koncepce moderního profesionálního přijímače KV (obr. 33) je typická určitým návratem k přijímačům s dvojím směšováním. Tentokrát jsou však oba mf kmitočty velmi vysoké, příslušné soustředěné mf selektivity využívají jakostních, několikaobvodových krystalových filtrů. Dokonalá zrcadlová selektivita je zajištěna extrémně vysokým prvním mf kmitočtem. Zařazení soustředěné selektivity s vysokým pracovním kmitočtem a malou šířkou propustného pásma těsně na výstup prvního směšovače s velkým dynamickým rozsahem znamená, že se značně zmenšují nároky na selektivitu vstupního obvodu *LC*, který může být řešen i jako širokopásmový filtr, pevně laděný na příslušné pásmo. Vznik intermodulačních a směšovacích produktů vyšších řádů v prvním směšovači je dále potlačován řízeným vstupním útlumovým článkem. Konečná selektivita i zisk jsou opět soustředěny v druhém mf zesilovači. Mimořádné nároky jsou u přijímačů tohoto typu samozřejmě kladeny na kvalitu a stabilitu signálů obou oscilátorů. Oba kmitočty f_{osc1}, f_{osc2} se nejčastěji odvozují ze společného krystalového normálu. Současně se běžně používá číslicová stupnice, často i automatické dolaďování na kmitočet přijímané stanice.



Obr. 33. Přijímač typu „up-converter" opět využívá dvojího směšování, oba mf kmitočty jsou však velmi vysoké



Obr. 34. Blokové schéma funkčních celků obvodu A244D; 1, 2 – souměrný vstup vf zesilovače, 3 – vstup AVC_{vf}, 4, 5, 6 – vstupy pro obvod LC oscilátoru, 7 – výstup mf zesilovače, 8 – GND (zem), 9 – vstup AVC_{mf}, 10 – výstup pro S-metr/indikátor vyladění, 11, 12 – souměrný vstup mf zesilovače, 13 – pomocný vstup mf zesilovače pro ss zpětnou vazbu, 14 – napájecí napětí U_n, 15, 16 – vyvážené výstupy směšovače

Univerzální obvod A244D pro přijímače AM

Efektivně lze jakostní díl AM rozhlasového přijímače nejsnáze konstruovat účelným využitím vlastností moderních IO, kterých je dnes již celá řada. My se z praktických důvodů dále zaměříme na jediný, monolitický bipolární obvod A244D z produkce NDR, který je pro nás zajímavý nejen nízkou cenou a dostupností v maloobchodní síti, ale také velmi dobrými vlastnostmi. V této kapitole se pokusíme doplnit strohé firemní údaje a informace z dostupné literatury rozborem koncepčního a obvodového řešení. Několik navazujících ukázek praktických aplikací má za cíl napomoci rychlejšímu uplatnění tohoto zajímavého obvodu v běžných amatérských podmínkách.

Vnitřní struktura a funkční vlastnosti

Obvod A244D je přímým ekvivalentem obvodu TCA440, vyráběného už asi deset let. Přesto i nadále, díky progresívnímu řešení, patří A244D k nejlepším IO pro komplexní řešení rozhlasových přijímačů AM všech tříd. Blokové schéma a orientace vývodů (pouzdro DIL-16) jsou na obr. 34. Obvod obsahuje všechny funkční bloky klasického superhetu AM s výjimkou demodulátoru: vf předzesilovač, směšovač včetně oscilátoru a čtyřstupňový mf zesilovač. Interně je zajištěna i regulace zisku vf a mf zesilovačů (dva vstupy AVC). Tyto funkce spolu s návazností na vnější obvody velmi efektivně zajišťují regulační obvody AVC_1, AVC_2. K dispozici je i výstup pro externí indikátor vyladění. K zajištění stabilní funkce jednotlivých funkčních bloků je obvod vybaven rovněž interními stabilizátory napájecích a referenčních napětí (výhodné zvláště pro přenosné přijímače).

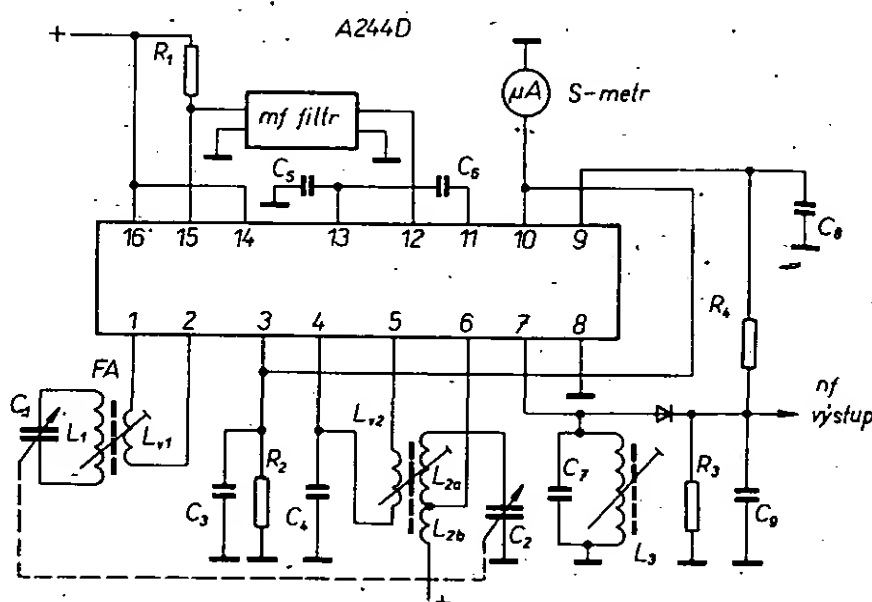
Účelné rozložení vývodů rozhodujících bloků z pouzdra DIL umožňuje poměrně širokou variabilitu externího ošetření IO podle konkrétních požadavků. Z obr. 35 vidíme, že v extrémních případech stačí k zajištění funkce pouze několik součástí, především laděných obvodů *LC*.

Typické parametry A244D, převzaté z katalogu RFT, jsou v tab. 3.

Pokusme se nyní osvětlit řešení vnitřní struktury A244D na podkladě náhradního schématu (obr. 36), které si rozdělíme na jednotlivé funkční bloky.

Vstupní vf předzesilovač s řízeným ziskem

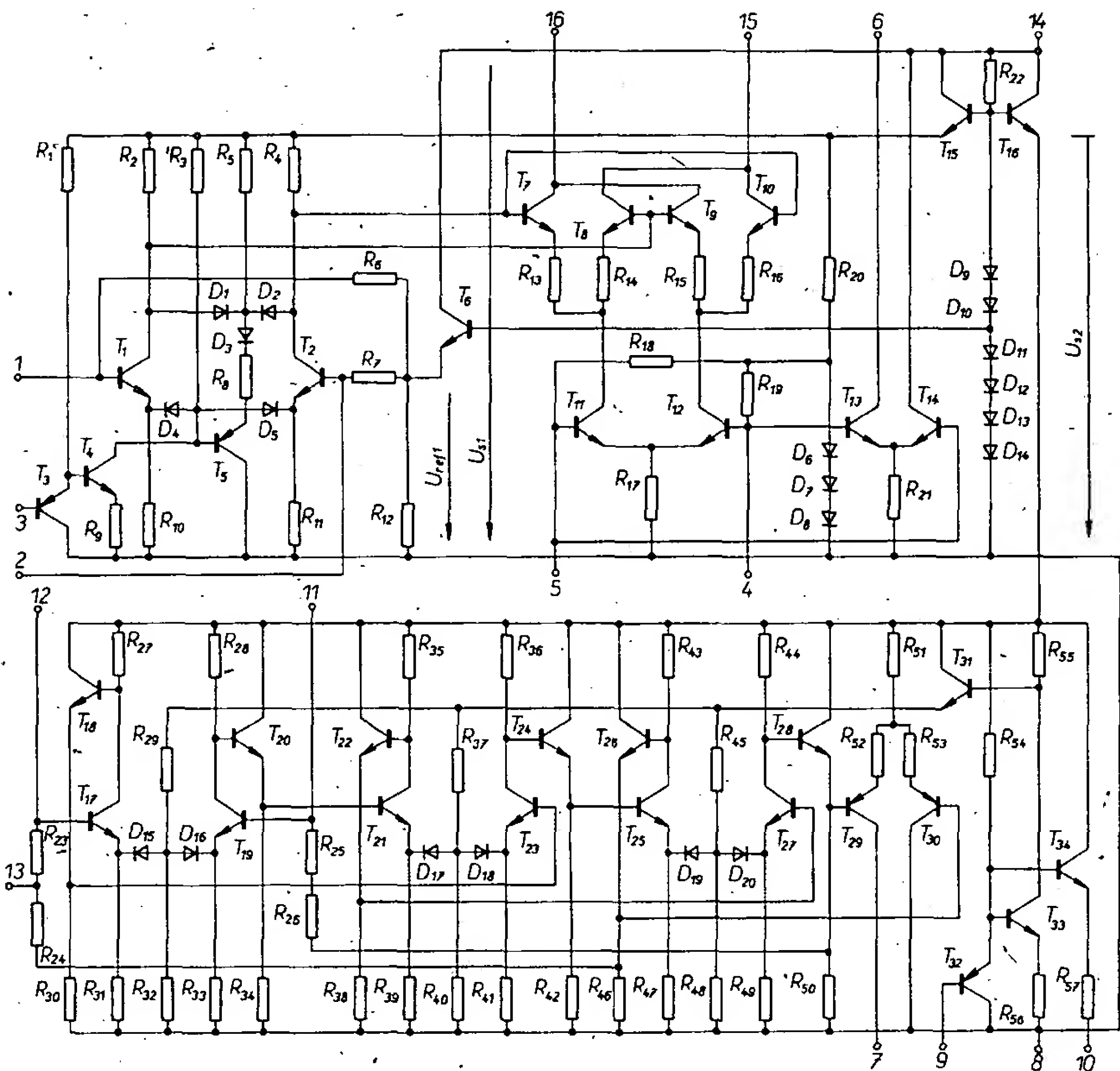
Citlivý a jakostní rozhlasový přijímač AM musí být schopen kvalitně zpracovat jak velmi malé (U_{vst} řádu μV), tak velké (U_{vst} řádu 10^6 μV, tj. V) vstupní signály. Na vf obvody jsou ovšem v takovém případě kladeny extrémní požadavky, při zpraco-



Obr. 35. Jednoduché zapojení superhetu AM s obvodem A244D

Tab. 3. Základní parametry obvodu A244D

Mezní údaje	
Napájecí napětí:	+4,5 až 15 V.
Odběr proudu $I_{n\,max}$:	16 mA.
Mezní regulační napětí U_{AVCvf}, U_{AVCmf}:	+2 V.
Mezní vstupní kmitočet:	30 MHz.
Mezní mf kmitočet:	2 MHz.
Informační parametry (při U_{nap} = 9 V, f_{vst} = 1 MHz, f_{mf} = 455 kHz, f_{mod} = 1 kHz, m = 0,8)	
Vstupní odpor vf (vývody *1, 2*) při U_{AVCvf} = 0:	3,1 kΩ.
Výstupní impedance směšovače (*15, 16*):	420 kΩ, 4,5 pF.
Vstupní odpor mf (vývod *12*):	2,2 kΩ.
Výstupní impedance mf zesilovače:	160 kΩ, 9 pF.
Rozsah regulace mf zisku při k=10 %:	60 dB.



Obr. 36. Detailní náhradní schéma funkční struktury A244D

vání slabých signálů musí mít vf předzesilovací stupeň velký zisk a malý vlastní šum. Při velkých signálech je naopak vf zisk (a tedy citlivost přijímače) na závadu, rozhodující je lineární přenos modulační obálky signálu bez tvarového a intermodulačního zkreslení. Pro regulační rozsah, blížící se teoretické hodnotě

$$U_{vst} = 20\log 10^6/1 = 20\log 10^6 = 120 \text{ dB}$$

musí být vf zisk (citlivost přijímače) regulován v několika stupních. Vf předzesilovač, popř. směšovač jsou vždy prvním stupněm regulované kaskády a z hlediska kvality zpracování signálu v celém možném dynamickém rozsahu představují klíčový obvod.

Z praxe řízení zisku klasických tranzistorových vf zesilovačů (bipolárních) je nutno popsat především dvě základní metody, založené na přímém ovládání přenosové strmosti aktivního prvku změnou jeho pracovních podmínek. Jsou to:

a) *regulace zisku ovládáním kolektorového proudu* I_C (se zmenšováním I_C při dostatečně velkém napětí U_{CE} > 3 V se strmost tranzistoru zmenšuje),

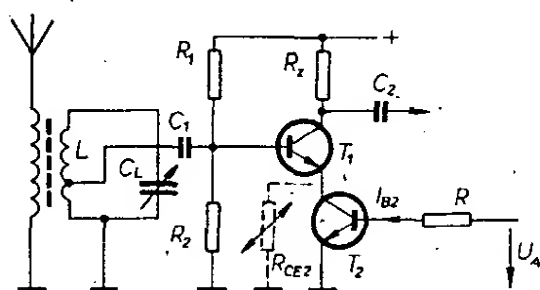
b) regulace zisku ovládáním kolektorového napětí U_{CE}.

(Strmost běžného tranzistoru se zmenšuje se zmenšováním U_{CE} pod asi 2 V.)

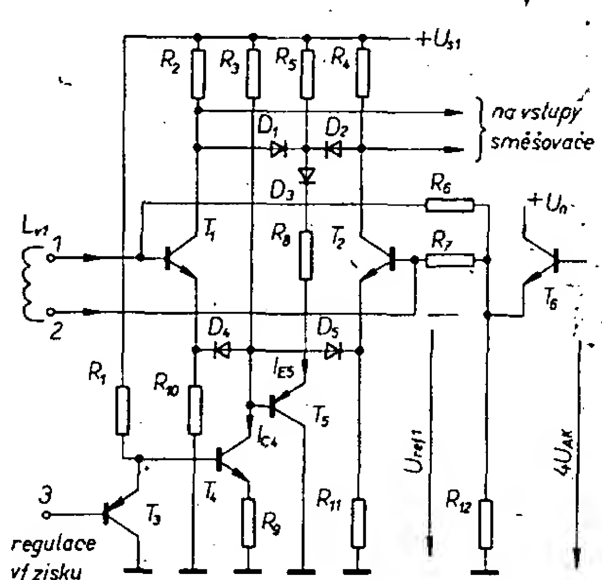
Je samozřejmé, že změna pracovních podmínek tranzistoru nemá vliv jen na y_{21}, ale i na ostatní čtyřpólové parametry. Důsledkem jsou například změny v průběhu přenosové charakteristiky, zpětný přenos, podmíněná stabilita atd. To však jsou problémy, které mohou být do značné míry minimalizovány vhodným obvodovým návrhem. Uvedené metody regulace zisku se mohou dobře uplatnit při zpracování relativně malých signálů U_{ant} až do asi 100 mV. Víme však, že v praxi zejména při příjmu blízkých vysílačů AM může mít signál, nakmitaný na vstupním rezonančním obvodu, rozkmit až několik V. Pak již samozřejmě nelze jednoduchý tranzistorový zesilovač, pracující navíc právě v extrémních podmínkách ($I_{C\,min}$, popř. $U_{CE\,min}$), považovat za lineární útvar. Dochází k nelineárnímu a intermodulačnímu zkreslení. Pro co možno největší regulační rozsah zisku celého přijímače je proto nutné používat buď další, doplňkové obvody (např. tlumicí diody u obvodů *LC* a filtrů, zmenšující reálné Q_{ef} při zpracování velkých signálů, vstupní útlumové články s diodami PIN, fotorezistory atd.) známé ze stránek AR, nebo speciální tranzistory či obvody. Přínosem v řešení vstupních obvodů jsou v současné době zvláště FET s řiditelným ziskem, které mohou být obdobně jako dříve elektronky v pásmech AM navazovány ke vstupnímu obvodu *LC* bez jakéhokoli impedančního přizpůsobování. Z hlediska minimalizace intermodulačních zkreslení se velmi příznivě uplatňuje přibližně kvadratická převodní charakteristika těchto prvků. Jejich širšímu uplatnění v komplexně řešených IO však brání obtížná společná realizace jakostních unipolárních a bipolárních vf struktur monoliticku technologií.

Monolitické bipolární IO pro rozhlasové přijímače lze navrhovat i velmi komplikované (např. zesilovací stupně s řízeným ziskem), aniž by se to podstatně promítlo ve výrobních nákladech. To lze vidět již v zapojení vstupního zesilovače jednoho z prvních úspěšných IO pro rozhlasové přijímače (obr. 37). Podobný obvod se ovšem používal i dříve v některých lepších přijímačích s diskrétními součástkami. Tranzistor T_2 pracuje v závislosti na regulačním napětí U_{AVC} jako proměnný řízený zpětnovazební a linearizační odpor v emitoru vf zesilovače T_1. Čím větší je R_{CE2}, tím menší je y^*_{21} tranzistoru T_1 a tedy i zisk celého vf zesilovače. Samozřejmě, že se se změnou R_{CE2} mění i I_{C1}. Regulační rozsah zisku je však ve srovnání s konvenčním zapojením mnohem větší a navíc se velmi příznivě, právě při zpracování velkých vstupních signálů, projevuje linearizační účinek emitorového odporu.

Vstupní vf regulovaný předzesilovač v obvodu A244D je podstatně složitější.



Obr. 37. Regulace zisku vf zesilovače ovládáním velikosti zpětnovazebního odporu R_{CE2} napětím



Obr. 38. Vnitřní struktura vf předzesilovače obvodu A244D

Na jeho zapojení (obr. 38) má vliv i návaznost na multiplikativní směšovač se symetrickým vstupem. Základem předzesilovače je obvod, uspořádáním blízký klasickému diferenčnímu zesilovači (T_1, T_2) se symetrickým vstupem (špičky *1, 2*) a rovněž symetrickým, neladěným výstupem (R_2, R_4). Jako akční členy regulace zisku slouží diodové příčkové články D_1, D_2 v kolektorovém a zvláště D_4, D_5 v emitorovém obvodu zesilovače. Oba jsou ovládány dvěma oddělenými, řízenými proudovými zdroji (I_{C4}, I_{E5}). K odvození těchto proudů slouží zbývající část obvodové struktury na obr. 38, tj. především tranzistory T_3, T_4 a T_5.

Vstupní signál (špičky *1,2*) je přiváděn na diferenční vstupy zesilovače (báze T_1, T_2). Běžné požadavky impedančního přizpůsobení ke vstupnímu laděnému obvodu L_1, C_1, který musí mít velkou jakost Q_{ef}, a galvanické vazby obou diferenčních vstupů se nejčastěji řeší indukční vazbou

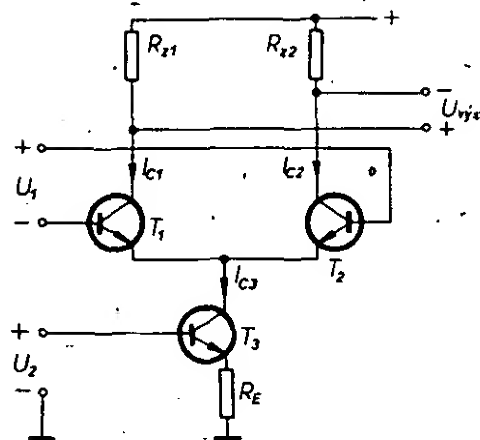
o sestupném transformačním převodu, pomocným vazebním vinutím L_{v1}. Napájecí napětí celého předzesilovače je stabilizováno diodovou sítí a je $U_{s1} = 6U_{AK} - U_{BE15} \doteq 3$ V. Obdobně je stabilizováno i referenční napětí bází T_1, T_2, $U_{ref1} = 4U_{AK} - U_{BE6} \doteq 1{,}8$ V. Vstup pro regulaci vf zisku (špička *3*) je na bázi T_3.

Při nulovém napětí U_{AVCvf} na špičce *3* (odpovídá vyladění přijímače mimo stanici) musí mít vf zesilovač plnou citlivost. Tranzistor T_3 je pak otevřen, jeho napětí $U_{CE3} = 0{,}6$ V. Navazující tranzistor T_4 s emitorovým rezistorem R_9 pracuje jako převodník *U/I* a protože je nyní v nevodivém stavu, diodovou dvojicí D_4, D_5 protéká prakticky maximální možný proud, určený R_3. Vnitřní odpor D_4, D_5 je minimální a zesilovač pracuje jako klasický diferenční zesilovač s velkým napěťovým ziskem (asi 20 dB). D_1, D_2 se za uvažované situace prakticky neuplatní, protože vzhledem k nulovému ovládacímu proudu I_{E5}, jištěnému diodou D_3, jsou obě diody D_1, D_2 polarizovány závěrně.

Se zvětšováním vstupního vf signálu se zvětšuje regulační napětí AVC_{vf} na špičce *3*. Tranzistor T_3 se přivírá, jeho napětí $U_{EC3} \doteq U_{AVC} + 0{,}6$ V. Se zvětšováním napětí AVC_{vf} se zvětšuje i základní regulační proud $I_{C4} = (U_{EC3} - U_{BE4})/R_9$ a zmenšuje se proud diodami D_4, D_5, jejichž vnitřní odpor se zvětšuje. Činnost zesilovače se postupně mění, oddělují se emitorové obvody T_1, T_2. Zatímco při $U_{AVCvf} \rightarrow 0$, kdy bylo možno v prvém přiblížení položit $R_{i(D4+D5)} = 0$, byl emitorový obvod prakticky představován děličem z rezistorů R_3 a R_{10}, R_{11}, umožňujícím dosáhnout velkého zisku, zmenšuje se se zvětšováním vnitřního odporu D_4, D_5 proporcionálně stupeň vazby emitorových obvodů diferenčního zesilovače a uplatňuje se zpětnovazební účinek R_{10}, R_{11}. V extrémním případě, odpovídajícím velkému regulačnímu napětí AVC, lze předpokládat tak velký vnitřní odpor $R_{i(D4+D5)}$, že oba emitorové obvody budou zcela samostatné a diferenční zesilovač degeneruje na dva vzájemně oddělené zesilovací stupně s minimálním napěťovým přenosem, který by byl (při zanedbání funkce druhého regulačního členu D_1, D_2) úměrný poměru R_2/R_{10}, popř. R_4/R_{11}. Ten slouží jednak k dalšímu rozšíření regulačního rozsahu zisku, jednak k určité kompenzaci nelineárního průběhu vnitřního diferenciálního odporu D_4, D_5. Funkce kolektorového regulačního obvodu je vůči dosud uvažovanému inverzní. Zatím co se vnitřní odpor dvojice D_4, D_5 při zvětšujícím se napětí AVC_{vf} zvětšuje, odpor dvojice D_1, D_2 se zmenšuje. Při velkých vstupních signálech tak bude paralelně zatěžován výstup zesilovače vnitřním odporem $R_{i(D1+D2)}$, čímž se zisk dále zmenší.

Multiplikativní směšovač

Další předností obvodu A244D je řešení jeho směšovače na multiplikativním principu. Při monolitické realizaci těchto obvodů se nejčastěji využívá obvodové konfigurace tzv. analogové násobičky. Projděme si proto nejprve základní funkční schéma (obr. 39) a považujme vstupní signály U_1, U_2 za stejnosměrná napětí. Vstupní napětí U_1 (ekvivalent vf signálu AM) ovládá diferenční vstupy zesilovače T_1, T_2. Napětí U_2 (nahrazující signál oscilátoru) určuje přes převodník *U/I* T_3 celkový proud I_{C3} zesilovače, skládající se vždy ze dvou složek, I_{C1} a I_{C2}. Součinová funkce zapojení vyplývá z toho, že napětí U_2



Obr. 39. Základní zapojení analogové čtyřkvadrantové násobičky

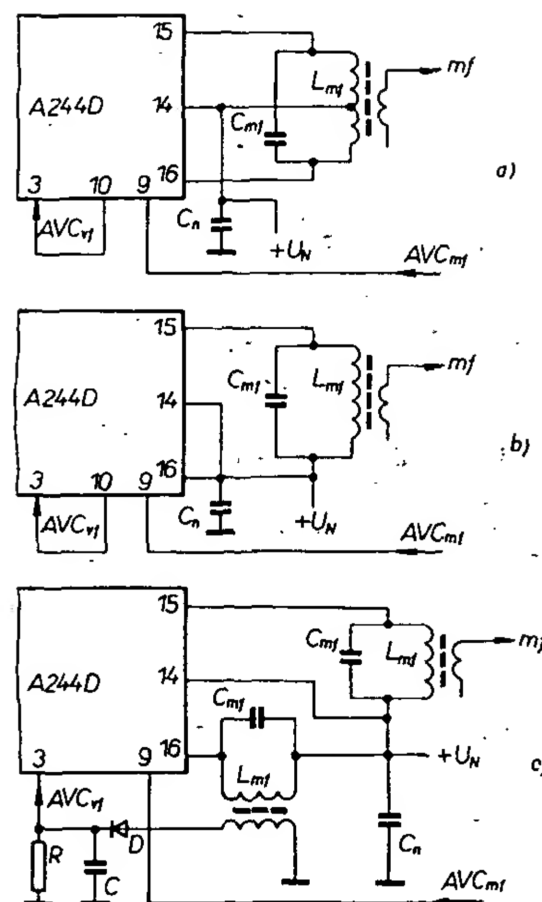
ovládá přenosové strmosti obou tranzistorů diferenčního zesilovače, jehož rozdílové výstupní napětí je rovno

$$U_{výst} = \frac{q}{kT}\,\frac{R_z}{R_e}\,U_1U_2$$

Základní zapojení má lineární součinovou charakteristiku jen pro velmi malé úrovně $U_1 \ll kT/q$, tj. řádu mV, a pro velké úrovně $U_2 \gg U_{BE3}$, tj. řádu V.

V podstatě stejného principu je využito i ve směšovacím stupni obvodu A244D. Vůči předchozímu zdokonalené zapojení (obr. 40) se označuje jako tzv. čtyřkvadrantový násobič (směšovač) s křížově vázanými výstupy. Signálový vstup (báze T_7 až T_{10}) je přímo vázán na symetrický výstup předřazeného vf zesilovače. Sinusové napětí oscilátoru (U_{osc}) se vazebním vinutím L_{v2} přivádí na vstupy diferenčního proudového převodníku T_{11}, T_{12}, který ovládá okamžité přenosové strmosti obou diferenčních zesilovačů T_7, T_8 a T_9, T_{10}. Tím je zajištěn vznik mf signálu na výstupu směšovače, aniž by bylo třeba využívat nelineární převodní charakteristiky, zkreslení intermodulačního typu je tedy minimalizováno. Využitím křížově vázaných výstupů směšovače, vyvedených na špičky *15, 16*, se téměř dokonale potlačilo pronikání signálu oscilátoru na vstup mf zesilovače, což opět, zvláště při užití soustředěné mf selektivity, omezuje možnosti vzniku křížové modulace v mf obvodech. Lineární režim směšovače je dále zajišťován jeho návazností na řízený vf předzesilovač a linearizačními rezistory R_{13} až R_{16}. Ze stejného důvodu se napájí výstupní, kolektorový obvod z vnějšího zdroje většího napětí, než jaké je k dispozici ve vnitřní struktuře obvodu.

Oba směšovací výstupy (špičky *15, 16*) umožňují poměrně širokou variabilitu konkrétního využití. Teoreticky ideální by mělo být řešení podle obr. 41a, vycházející z podstaty balančního směšovače. Užívá se ho však jen zřídka. Předností tohoto zapojení (proti ostatním) je i větší rozkmit signálu na výstupu směšovače a tím možnost potlačit vliv útlumu mf filtru na reálnou citlivost a šumové číslo přijímače.

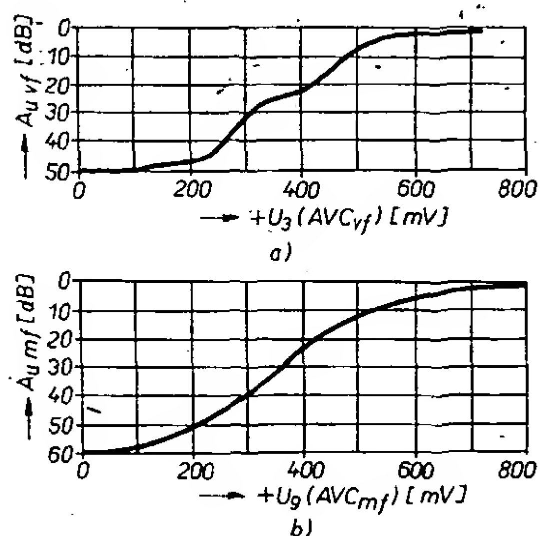


Obr. 41. Základní varianty využití výstupů směšovače A244D

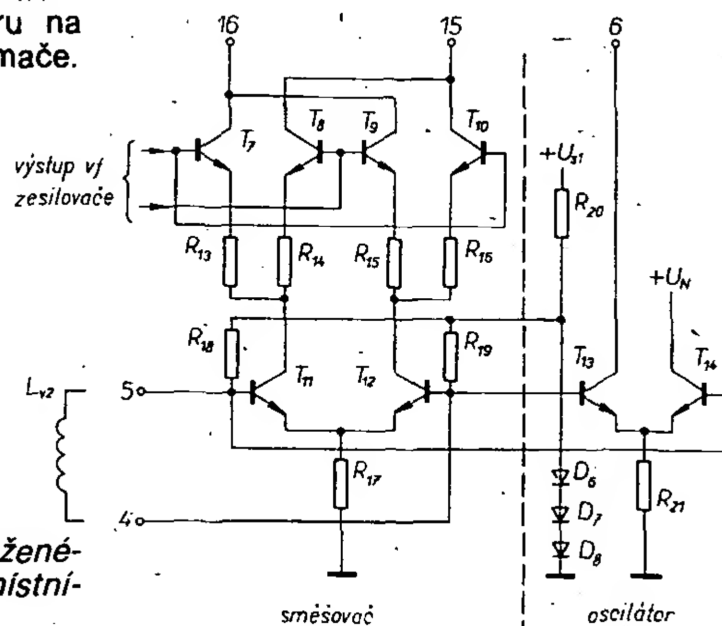
Většinou a u levných přijímačů zásadně se používá pouze jeden ze směšovacích výstupů (obr. 41b), který bývá buď přímo nebo přes přizpůsobovací obvod *LC* navázán na filtr soustředěné mf selektivity. Druhý, nevyužitý směšovací výstup se v takovém případě zapojuje na rozvod napájecího napětí.

Lze se setkat i se zapojením podle obr. 41c. Jeden z výstupů směšovače se užívá obdobně jako v předchozím případě pro další zpracování signálu mf zesilovačem, druhý slouží k odbočení signálu na usměrňovací obvod pro samostatné řízení vf zisku.

Typická regulační charakteristika celého vf dílu (vf předzesilovač + směšovač) je na obr. 42a.



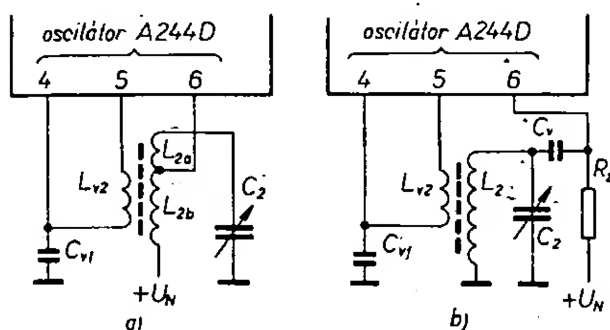
Obr. 42. Regulační charakteristiky AVC obvodu A244D



Obr. 40 Vnitřní struktura dvojitě vyváženého multiplikativního směšovače a místního oscilátoru A244D

Místní oscilátor

Aktivními prvky obvodu oscilátoru ve struktuře A244D jsou T_{13}, T_{14}. Rezonanční obvod L_2C_2 se ke kolektoru T_{13} (špička *6*) impedančně přizpůsobuje obvykle odbočkou na cívce. Oscilační podmínka je realizována vazebním vinutím L_{v2}, které se připojuje na vývody bází (špičky *4*, *5*) tranzistorů se společným emitorovým (vazebním) rezistorem R_{21}. Obvody bází T_{13}, T_{14} jsou přímo spojeny s bázemi T_{11}, T_{12} diferenčního obvodu. Tím se současně přivádí signál oscilátoru na směšovač. Jeden z vývodů (špičky *4*, *5*) a tedy i jeden konec vazebního vinutí L_{v2} musí být vf uzemněn kondenzátorem (obr. 43).



Obr. 43. Základní varianty ošetření interního oscilátoru A244D

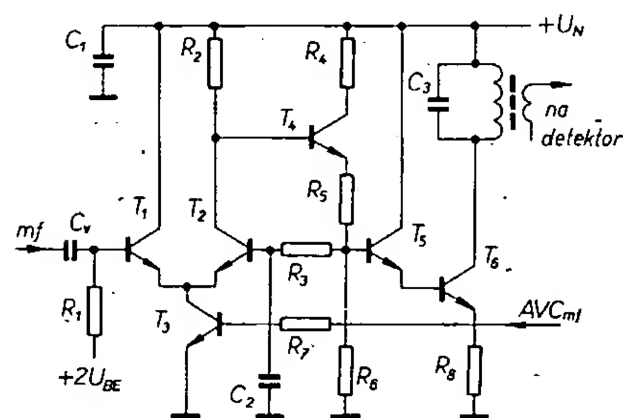
Transformační poměry L_{2a}/L_{2b} i L_2/L_{v2} musí být voleny tak, aby se nejen spolehlivě rozkmital oscilátor, ale aby byl i jeho signál stabilní a „spektrálně čistý". Pro optimální funkci směšovače je optimální oscilační injekce na špičce *5* asi 200 mV (ef.).

Při menších nárocích na kvalitativní parametry oscilátoru lze použít i zapojení podle obr. 43b. Naopak, pro speciální aplikace nebo zvýšené nároky lze využít externího oscilátoru, vázaného na směšovač buď indukčně nebo kapacitně. Špičku *6* je v takovém případě vhodné zapojit na rozvod napájecího napětí.

Mezifrekvenční zesilovač

Moderní mf zesilovač je vždy charakterizován velkým základním ziskem a jeho regulačním rozsahem. Současně je těžištěm celkové statické selektivity celého přijímače. Obvodového zjednodušení i zlepšení parametrů se v současné době dosahuje využíváním IO a piezoelektrických mf filtrů soustředěné selektivity. Mf obvody *LC*, zapojované na výstup mf zesilovače (obr. 35), mají zpravidla druhořadý význam. Jejich smyslem je potlačit nežádoucí signály (šumy, parazitní rezonance piezoelektrických filtrů, signál oscilátoru), které se při velkém mf zisku mohou vždy nejrůznějšími cestami superponovat na užitečný mf signál.

Mf zesilovač jakostního přijímače musí mít v celém rozsahu regulace zisku lineární přenosovou charakteristiku. Pro první orientaci si jen letmo popišme jeden z prvních monolitických mf zesilovačů z obvodu TBA651 (SGS-Ates, obr. 44).



Obr. 44. Zapojení mf zesilovače, využívající části monolitické struktury obvodu TBA651

Zesilovač má na vstupu diferenční zesilovač (za filtrem soustředěné mf selektivity). Výstupní tranzistor T_6 se zátěží *LC* pro vnější detekční obvod je z nesymetrického výstupu rozdílového zesilovače (R_2) buzen přes dvojici impedančních převodníků T_4, T_5. Regulační napětí AVC ovládá zisk celého mf zesilovače řízením zpětné vazby ve společném emitorovém obvodu tranzistorů T_1, T_2. Tranzistor T_3 pracuje jako napětím AVC řízený odpor. Napěťový zisk mf zesilovače se tedy mění s poměrem R_2/R_{CE3}. K zabezpečení linearity přenosu musí být vstupní mf signál na bázi T_1 podstatně menší než ss napětí v tomto místě ($2U_{BE}$). Tato podmínka je respektována regulací zisku předřazeného vf zesilovače.

Aplikace diferenčních zesilovačů v soudobých mf zesilovačích přináší řadu výhodných vlastností. Vedle možností relativně snadno dosáhnout velkého zisku a regulačního rozsahu je to hlavně minimální zpětný přenos signálu ($y_{12} \rightarrow 0$), velké potlačení nežádoucích rušivých (z hlediska rozdílového zesilovače soufázových) signálů, vznikajících indukcí a napěťovými spády na rozvodu „země" a velmi dobrá stabilita.

Vnitřní struktura mf zesilovače obvodu A244D je na obr. 36. Uvažujme nejprve činnost mf zesilovače při jeho minimálním napěťovém zisku, kdy D_{15} až D_{20} vlivem napětí AVC_{mf} nevedou. Mf signál je z výstupu směšovače po průchodu filtrem soustředěné selektivity přiváděn na špičku *12*, tj. na bázi tranzistoru T_{17} s emitorovým rezistorem R_{31} a aktivní kolektorovou zátěží R_{27}, T_{18}. Napěťově i výkonově zesilovaný signál je pro další zpracování k dispozici na R_{30}. Mf zesilovač má tři stupně (viz obr. 36). Jejich pracovní režim je stabilizován smyčkou záporné ss zpětné vazby, uzavírající se přes R_{24}, R_{23}, jejichž střed (špička 13) musí být pro mf signál blokován kondenzátorem. Každý ze stupňů mf zesilovače tvoří ve skutečnosti část diferenčního zesilovače. Pracovní režim druhé, zrcadlové části zesilovací kaskády je dán vlastní stejnosměrnou zpětnovazební smyčkou (R_{25}, R_{26}, špička *11* externě blokována vůči špičce *13*). Dokonalá symetrie obou částí každého diferenčního zesilovače dovoluje regulovat zisk celého mf zesilovače velmi podobným způsobem, s jakým jsme se již seznámili u vf zesilovače.

Ze schématu vidíme, že regulační napětí AVC_{mf} se zavádí na špičku *9*, tj. na bázi T_{32}. Při nulovém napětí AVC, tedy velmi malé úrovni vstupního signálu, bude $U_{EC32} \doteq 0{,}6$ V a navazující převodník *U/I* s T_{33} bude prakticky uzavřen. Proto bude na bázi regulačního tranzistoru T_{31} plné napětí $U_{s2} \doteq 3$ V a diferenciální odpory diodových párů D_{15} až D_{20} budou minimální. Záporná zpětná vazba přes emitorové rezistory se zmenší a mf zesilovač bude mít mezní zisk. Bude-li se naopak napětí AVC na špičce *9* zvětšovat, bude se zmenšovat napětí na emitoru T_{31} i proud jednotlivými dvojicemi diod (zvětší se jejich odpor) a zisk celého zesilovače se zmenší. Přenosová funkce zesilovače je linearizována proudovým charakterem ovládacího signálu na diodových párech.

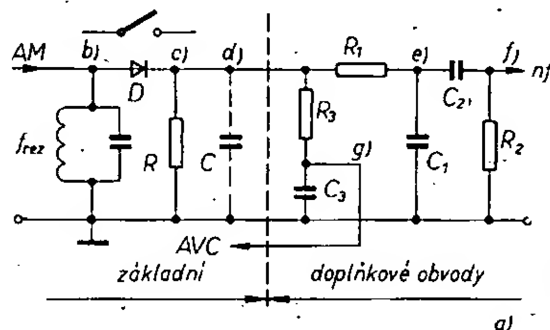
Výstupním signálem třetího řízeného zesilovače je symetricky buzen poslední, napětím AVC již neovládaný diferenční zesilovač T_{29}, T_{30} s nesymetrickým výstupem (na špičce *7*) umožňujícím vazbu na externí, zpravidla diodový detektor AM. Maximální zisk celého mf zesilovače je zhruba 60 dB, přibližná regulační charakteristika je na obr. 42b. Jejího průběhu je účelně využito k odvození signálu pro externí indikaci intenzity pole přijímané stanice s přibližně logaritmickou závislostí. Tento signál pro S-metr, proporcionální regulačnímu napětí AVC_{mf}, je přes emitorový sledovač T_{34} vyveden na špičku *10*. S-metr současně slouží jako indikátor vyladění.

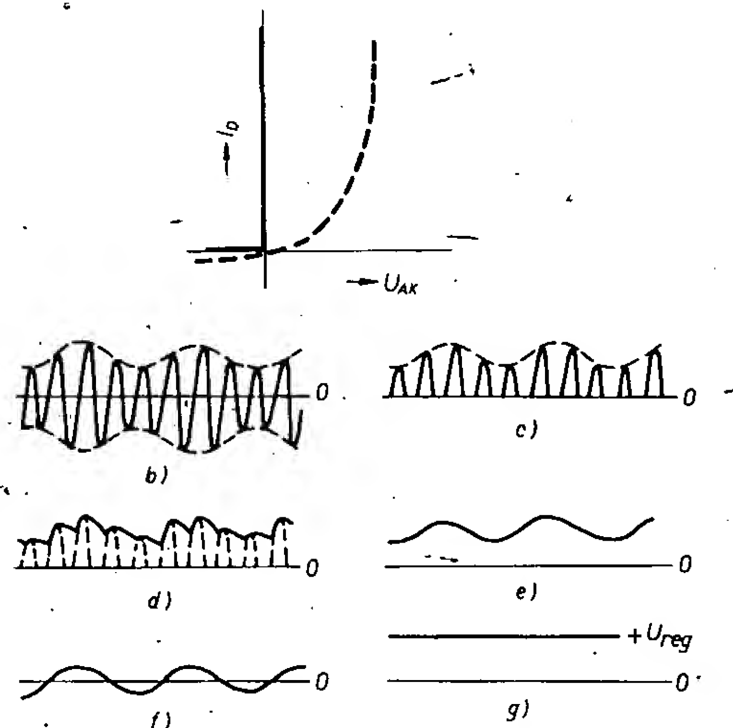
Symetrické uspořádání mf zesilovače s velkým rozsahem regulace zisku umožňuje dosáhnout nejen velké citlivosti přijímače, ale díky značnému potlačení nežádoucích soufázových vstupních signálů také výrazně redukovat problémy, spojené se zajištěním jeho kmitočtové stability a odolnosti vůči vzniku křížové modulace.

Externí diodový detektor AM

Detektor je vlastně jediným z významnějších obvodů přijímače, který musí být v každém případě realizován vně struktury obvodu A244D. V praxi se používají téměř výlučně sériové diodové detektory. Přes zdánlivou jednoduchost je však diodový detektor poměrně komplikovaný obvod, zasluhující pozornost.

Typický sériový detektor je na obr. 45a. Uvažujme nejprve diodu D jako absolutně rychlý a ideální jednosměrný ventil (spínač s vnitřním odporem nulovým v propustném ($R_{ip}=0$) a nekonečným v závěrném ($R_{iz}=\infty$) směru). Dále předpokládejme, že na detekční obvod projde pouze signál jediného užitečného vysílače, například se sinusovým průběhem modulační obálky (obr. 45b). Vyjděme ze situ-





Obr. 45. Obvyklé uspořádání diodového detektoru pro AM a jeho základní časové průběhy; a) vlevo obvody sériového diodového detektoru s výstupy nf signálu a regulačního napětí AVC, vpravo charakteristika V/A ideální (plná čára) a reálné (čárkovaně) detekční diody, b) průběh vf signálu AM na vstupu detektoru, c) odpovídající detekovaný signál při čistě reálné zátěži R, d) průběh signálu v bodě d) při komplexním charakteru zátěže, e), f), g) viz text

ace, kdy zátěží diody D je pouze rezistor R. Důsledkem činnosti diody D je odříznutí jedněch (záporných) půlvln signálu (obr. 45c). Připojíme-li nyní paralelně k R čárkovaně zakreslený kondenzátor C vhodné kapacity, změní se výstupní signál detektoru podle obr. 45d. Časová konstanta *RC* musí být volena tak, aby obvod pracoval jako dynamický špičkový detektor, jehož výstupní napětí sleduje průběh modulační obálky vstupního signálu. Pak nastává vlastní demodulace, rekonstrukce původního modulačního signálu na vysílací straně. Dále uvidíme, že vhodná volba konstanty *RC* je výsledkem kompromisu, z něhož vyplývá potřeba dodatečně potlačit superponované zbytky vf signálu např. jednoduchou dolní propustí R_1C_1 (obr. 45e). Detekovaný signál se pak již od původního liší v podstatě jen tím, že je podložen určitou stejnosměrnou složkou, proporcionální rozkmitu signálu AM na vstupu detektoru. Ta ovšem může být snadno odstraněna vazebním členem R_2C_2 a tak získán čistý demodulovaný nf signál s nulovou ss složkou.

Skutečnosti, že ss složka detekovaného signálu je proporcionální úrovni signálu AM na vstupu detektoru a v širší souvislosti i úrovni užitečného vf signálu na vstupu přijímače, se s výhodou užívá k odvození napětí AVC pro automatickou regulaci citlivosti vf a mf dílu. K tomu v principu stačí signál na obr. 45d filtrovat členem R_3C_3 s dostatečně velkou časovou konstantou (obr. 45a). Konstanta R_3C_3 se v praxi volí asi 0,1 až 0,2 s. To proto, aby se vf citlivost regulovala dostatečně rychle jak při změnách úrovně vstupního signálu (zvláště v pásmech KV), tak při ladění přijímače. Regulace AVC rozhlasového přijímače má dva úkoly: udržet jednak lineární režim celého vf a mf dílu při všech úrovních vstupního signálu (kritériem jakosti AVC z tohoto hlediska je proto regulační rozsah s ohledem na zkreslení detekovaného signálu) a jednak co nejstálejší úroveň detekovaného signálu (hlasitost reprodukce) za stejných podmínek (kritériem účinnosti je tedy v tomto ohledu velikost změny úrovně demodulovaného signálu jako funkce využitelného rozsahu vstupních signálů).

Ideální diodový detektor by měl produkovat demodulovaný nf signál bez zkreslení. V reálném detekčním obvodu však je celá řada často zcela opomíjených příčin a možností vzniku tvarového zkreslení. Pokusme se o jejich postupný rozbor, zaměřený na optimalizaci členů *RC* s tím, že i nadále uvažujeme ideální diodu D.

Zatěžovací impedance detektoru podle obr. 45 má komplexní charakter. Pro nemodulovaný mf signál lze za zátěž detektoru pokládat pouze R. Zanedbáme-li dočasně čárkovaně ohraničenou část zapojení, tvoří zátěž detektoru pro nf složku signálu paralelní článek *RC*. Při modulaci harmonickým signálem se výstupní impedance detektoru zmenšuje s modulačním kmitočtem a je nejmenší při $f_m = 4{,}5$ kHz. Poměr zatěžovacích impedancí při nulovém a mezním modulačním kmitočtu má vliv nejen na průběh útlumové charakteristiky detektoru, ale i na zkreslení demodulovaného signálu. Proto je třeba volit časovou konstantu $\tau = RC$ tak, aby zmenšení zatěžovací impedance na 4,5 kHz bylo zanedbatelné, neboť jinak se uplatňuje setrvačnost $u_{výst}$ tak, že vznikají nerovnoměrné odchylky okamžitých úrovní časového průběhu detekovaného signálu vůči ideálnímu průběhu modulační obálky, závislé na okamžité hloubce modulace. Při stanovení časové konstanty lze vycházet z

$$RC = \sqrt{1-m^2} / (m 2\pi f_m),$$

při jehož splnění by harmonické zkreslení při uvažované hloubce modulace a kmitočtu f_m nemělo být větší než asi 2 %.

Jako příklad stanovme optimální kapacitu *C* pro extrémní $m = 90$ %, $f_m = 4{,}5$ kHz a zvolený zatěžovací odpor $R = 10$ kΩ. Vychází $C = 1{,}7$ nF. Dobře víme, že v praxi se užívá běžně několikanásobně větší τ. I když je možno respektovat skutečnost, že na mezním modulačním kmitočtu se s $m = 90$ % nedá počítat, neměla by se kapacita *C* příliš lišit od vypočtené.

I při správně určené časové konstantě se u většiny praktických zapojení diodového detektoru setkáváme s poměrně velkým zkreslením. Příčina bývá nejčastěji v nevyhovujícím poměru zatěžovacího odporu detektoru pro ss složku a nf signály i velmi nízkých kmitočtů. Bývá tomu tak i při nevhodně volených odporech zatím neuvažovaných rezistorů v doplňkových členech *RC* (obr. 45, R_1, R_2, R_3). Pro nemodulovaný signál můžeme opět za zátěž detektoru považovat *R*. Již pro minimální modulační kmitočet se však k němu paralelně řadí jednak R_3 integračního členu obvodu AVC, jednak sériová kombinace R_1 (člen doplňkové filtrace zbytků vf složky detekovaného signálu) s R_2 (výstupní vazební člen). Příslušné kapacity C_2, C_3 představují pro všechny nf kmitočty zanedbatelnou reaktanci. Vlivem nelineárních změn strmosti detekční charakteristiky vzniká při zpracování modulovaného signálu AM tvarové zkreslení, které může být velmi značné. Lze odvodit, že zkreslení tohoto typu se neuplatní jen tehdy, bude-li splněna podmínka $m < (R_{nf}/R_{ss})$. To v praxi znamená požadavek řádového odstupu odporů R_1, R_2, $R_3 >> R$. Ani tato podmínka v běžných zapojeních detektoru dodržována nebývá.

Dosud jsme si z celé struktury detektorů všímali pouze lineárních, kmitočtově závislých členů *RC*. Věnujme nyní pozornost i ostatním prvkům, vstupnímu obvodu *LC* a reálné detekční diodě.

Efektivní jakost rezonančního obvodu Q_{ef} na vstupu detektoru je určena především zatěžovacími článkům *RC* a velikostí vstupního signálu. Na nich závisí vstupní odpor detektoru, který lze (při zanedbání úbytku U_{AK} na reálné diodě, tj. při demodulaci velkých signálů) zhruba určit při přibližné rovnosti vstupního vf a výstupního ss výkonu při $f_m = 0$. Vzhledem ke zpracování pouze jedné polarity vstupního signálu lze psát

$$P_{vf} = 2P_{ss} \text{ a tedy } U_G I_G = 2 U_R I_R .$$

Platí-li s dostatečnou přesností rovnost $I_G \doteq 2 I_R$, můžeme určit vstupní odpor detektoru ze vztahu $R_{vst} = U_R / 2 I_R = R/2$. Při uvažování ideální diody D je tedy vstupní odpor sériového detektoru roven polovině zatěžovacího odporu *R*. Tímto zdánlivým tlumicím odporem je také určena jakost Q_{ef} rezonančního obvodu *LC* na vstupu detektoru.

Reálná dioda se ovšem od ideální liší. Kromě nenulového čelního napětí $U_{AK} > 0$ se uplatňuje také její dynamický vnitřní odpor $R_{ip} = f(I_D)$. Průběh statické charakteristiky V/A reálné diody lze rozdělit zhruba do tří úseků:

a) kvadratického, odpovídajícího napětím U_{AK} řádu mV,

b) obecně exponenciálního,

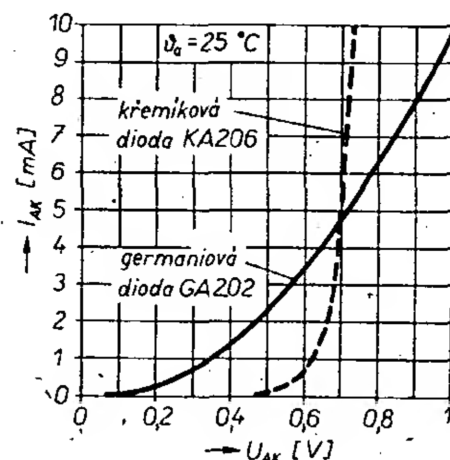
c) přibližně lineárního, odpovídajícího nasycenému stavu přechodu p-n. Pro ideální funkci detektoru je zapotřebí zajistit, aby pracoval v lineárním režimu detekční diody, jinak se uplatňují nelinearity detekční charakteristiky (hlavně jejího počátku), projevující se ve zkreslení demodulovaného nf signálu při:

a) detekci malých signálů na vstupu detektoru všeobecně,

b) detekci poměrně velkých vstupních signálů, ale při velké hloubce modulace *m*.

Kromě diferenciálního odporu reálné detekční diody závisí na úrovni vstupního signálu AM i vstupní odpor reálného detektoru. Při velmi malých vstupních signálech, popř. při velké hloubce modulace není R_{vst} konstantní, v extrémních případech se může dokonce blížit dynamickému odporu diody.

K uvedeným jevům nesmí při požadavku minimálního zkreslení demodulovaného signálu docházet. Základním prostředkem, jak dosáhnout lineární detekce, je nutnost zajistit velký signál AM na vstupu detektoru, přičemž potřebný rozkmit (kolem ±5 V) může být tím menší, čím menší je napěťový úbytek U_{AK} – odtud pramení jeden z důvodů trvalého užívání germaniových hrotových detekčních diod. Není to však důvod jediný. Pro orientaci jsou na obr. 46 znázorněny propustné úseky charakteristik V/A běžných Ge a Si diod. Charakteristika germaniové diody je



Obr. 46. Srovnávací diagram charakteristik V/A germaniové a křemíkové diody v propustném směru

méně strmá s nevýrazným prahovým napětím i oblastí nasycení přechodu. Charakteristika se značně blíží kvadratickému průběhu. Takový průběh, zvláště v součinnosti s krátkými zotavovacími dobami přechodu, je velmi výhodný z hlediska minimálního vzniku rušivých kmitočtových složek. Vyšší harmonické kmitočtové složky vznikají v každém nelineárním obvodu, jejichž je detekční obvod ideálním představitelem. Kmitočtová harmonická spektra typu (1 až *n*)f_{mf} mohou být zdrojem rušení vlastního přijímače, naladěného na příslušná kmitočtová pásma.

Křemíková dioda s exponenciálním průběhem charakteristiky V/A má ve srovnání s germaniovou diodou jednak větší a ostře vyjádřené čelní napětí U_{AK}, jednak i velký odpor v závěrném směru. Při případném posuvu počátku souřadnic detekční charakteristiky stejnosměrným „předpínacím" napětím lze sice dosáhnout menšího činitele tvarového zkreslení detekovaného nf signálu, zároveň se však zvětšuje nebezpečí kmitočtového rušení detektoru.

Výhodné vlastnosti sériového diodového detektoru (jednoduchost, velká účinnost, „dobré chování" při ladění v pásmu i při detekci signálů s malým odstupem s/š, přijatelné zkreslení . . .) se v součinnosti s obvodem A244D projevují příznivě především u přijímačů nižší a střední jakostní třídy. Podstatněji zmenšit zkreslení detektoru u lepších přijímačů je složi-

té pro malý dosažitelný rozkmit nf signálu na vstupu detektoru (špička *7*) vzhledem k použitému vnitřnímu napětí $10U_{s2} = 3$ V.

Příklady využití A244D

AM-díl automobilového přijímače Trapper 2

Na vstupu přijímače Trapper 2 (PLR) je poměrně neobvyklý obvod. Širokopásmový vf oddělovací a předzesilovací stupeň s FET (T_1). Jeho hlavním smyslem je zajistit impedanční přizpůsobení libovolné autoantény a vstupních laděných obvodů. FET s relativně malým klidovým proudem ($I_D \sim U_S/R_2 = 0{,}5$ V/$10^3\Omega = 0{,}5$ mA) a přibližně kvadratickou převodní charakteristikou pracuje s laděnou zátěží *LC*. Pro velké signály se vlivem upínací diody D_1 částečně linearizuje převodní charakteristika (obr. 48). Tlumivka Tl_1 a dioda D_1 pracují při extrémně velkých vstupních signálech jako vstupní útlumový článek, neboť při nich by mohlo na varikapech BB113 (v podstatě diodách) docházet ke vzniku křížové modulace. Velmi dobrý průběh vstupní selektivity je zajišťován tím, že vstupní laděné obvody jsou řešeny jako dvouobvodová pásmová propust s indukční vazbou.

Přijímač má dva SV a jeden DV rozsah. Rozložení SV do dvou pásem usnadňuje ladění za jízdy. Úsporné zapojení vlnového přepínače (tlačítka Isostat) je možné proto, že není užito rozsahů KV. Rezonanční obvody první části vstupního filtru jsou zapojeny sériově, přičemž vinutí pro právě nežádané rozsahy jsou vždy zkratována kontakty přepínačů. Obdobně jsou zapojeny i obvody druhé části filtru. Vazební vinutí, přizpůsobující výstup filtru k symetrickému vstupu obvodu TCA440 (špičky *1, 2*), jsou zapojena v sérii a nepřepínají se.

Stejně je řešeno i přepínání obvodů *LC* oscilátoru. Přepínače jednak připojují příslušný obvod *LC* s jeho padingovým kondenzátorem k ladicímu varikapu, jednak vždy zkratují cívky nežádaných rozsahů (kromě SV_1).

K získání potřebné přeladitelnosti vstupních a oscilátorových obvodů je při užití varikapů nutné velké stejnosměrné ladicí napětí $U_{L\,max}$, větší, než je napětí palubní sítě (typ. 12 V). Napětí U_L je zajišťováno obvodem impulsního blokujícího měniče s tranzistorem T_2 bez regulační smyčky. Měniče se současně využívá i k získání napětí pro ladění varikapů dílu VKV. Meze ladicích napětí $U_{L\,min}$, $U_{L\,max}$ se pro jednotlivé rozsahy nastavují trimry R_{17}, R_{18}, R_{19} a přepínačem $Př_1$. Jako ladicí prvek slouží potenciometr. Měnič i TCA440 jsou napájeny z jednoduchého napěťového stabilizátoru s T_3, D_4.

Soustředěná mf selektivita je realizována dvojicí jednoduchých keramických rezonátorů Fi_1, Fi_2 a impedančně přizpůsobovacích obvodů *LC*. Střední mf kmitočet je 465 kHz. Poměrně složité uspořádání mf filtru vyplývá jednak ze snahy dosáhnout co nejlepšího průběhu útlumové mf charakteristiky při minimálním přenosovém útlumu, jednak z užití jednoduchých rezonátorů.

Zapojení detekčního obvodu je velmi jednoduché a pro obvod TCA440 typické. Obdobně lze hodnotit vnější uspořádání obou smyček regulace AVC. Zatímco k regulaci mf smyčky (špička *9*) se užívá integrované ss složky detekovaného signálu, k regulaci zisku vf obvodů (špička *3*) slouží filtrované (C_{22}) napětí z výstupu pro S-metr, v tomto případě nevyužitý (špička *10*).

Přijímač Trapper 2 má v rozsazích AM velmi dobré parametry. Jak z hlediska citlivosti, tak selektivity snese srovnání se špičkovými výrobky světových výrobců.

Obr. 48. *Vliv záchytné diody D_1 na linearizaci zpracování silných signálů z antény (zjednodušeno)*

AM-díl přijímače Rema Cornet 840 HIFI

U Cornetu 840, obr. 49 (uveden na trh v NDR v roce 1981) se používá klasické ladění dvojitým ladicím kondenzátorem (2× 500 pF). Přijímač má tři vlnové rozsahy, KV (5,9 až 7,4 MHz), SV a DV. Mf kmitočet je 455 kHz. Přijímač má pro SV vestavěnu feritovou anténu.

K přizpůsobení vnější antény ke vstupním obvodům *LC* se používá indukční vazba. Na rozdíl od předchozího zapojení se přepínají při změně vlnových rozsahů i vazební cívky jak vstupních, tak oscilátorových obvodů (na špičky *1, 2* a *4, 5* obvodu A244D). Zapojení oscilátoru je opět klasické, s odbočkou na rezonančním obvodu, umožňující zachovat velký reálný činitel jakosti. Na rozsazích SV, DV je padingovými kondenzátory zajištěn souběh vstup/oscilátor ve třech bodech. V úzkém pásmu KV, rozprostřeném kondenzátory 120 a 150 pF v obvodech *LC* vstupu i oscilátoru, se nastavuje souběh pouze ve středu rozsahu. To je dobře možné s ohledem na reálnou vstupní selektivitu v daném kmitočtovém rozsahu.

Za pozornost stojí jakostní obvod soustředěné mf selektivity (6obvodový filtr SPF 455 H5), navázaný k A244D bez přizpůsobovacích členů *LC*. Tím se ve srovnání s řešením na obr. 47 dále podstatně zjednodušilo zapojení. Výstup směšovače (špička *15*) je napájen nikoli přes cívku obvodu *LC*, ale přes rezistor 3,9 kΩ.

Diodový detektor i regulace AVC jsou řešeny co nejjednodušeji. Detekovaný signál je před dalším zpracováním zesílen T_1, umožňujícím současně minimálně zatěžovat výstup detektoru.

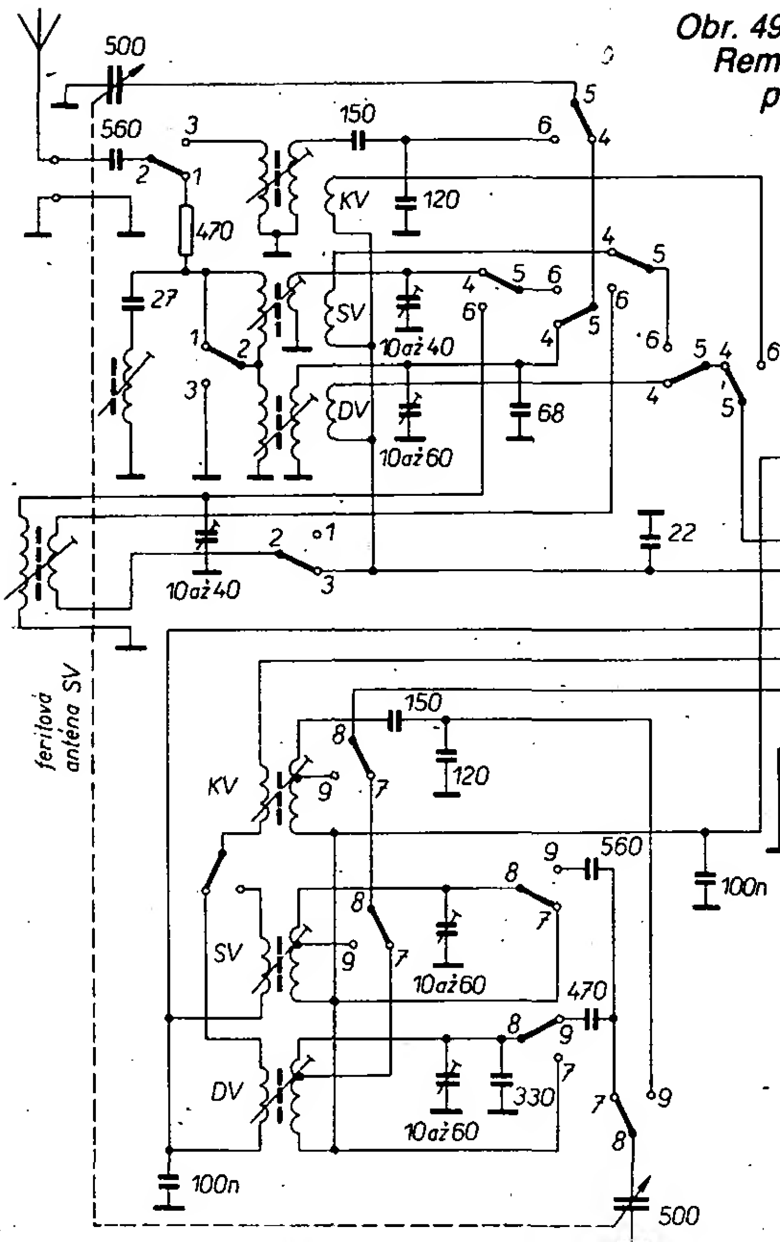
Pro zajímavost si uveďme alespoň základní parametry přijímače [6]:

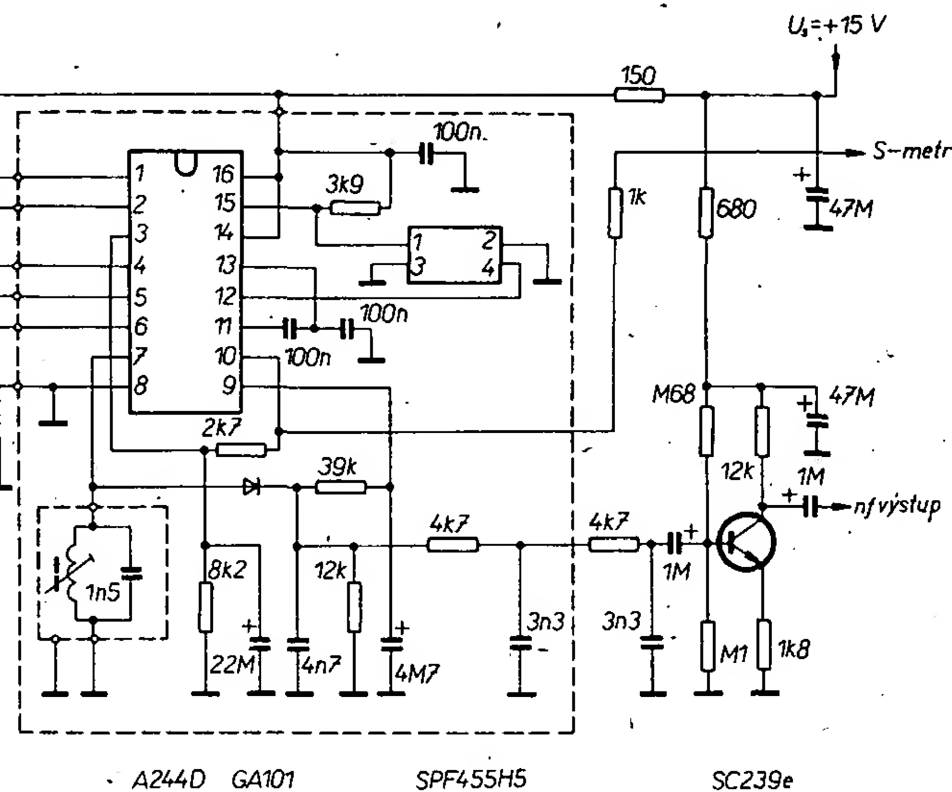
Mezní citlivost, omezená šumovým poměrem detekovaného signálu s/š = 20 dB při $m = 30$ %, je v pásmech: KV ≐ 30 μV, SV ≐ 35 μV, DV ≐ 70 μV.

Poměrné *potlačení zrcadlových kmitočtů:* KV > 26 dB, SV > 44 dB, DV > 60 dB.

	Rozsah
DV	145 až 290 kHz
SV_2	520 až 950 kHz
SV_1	900 až 1620 kHz

Obr. 47. *Schéma rozhlasového přijímače do auta (Trapper 2)*





Obr. 49. Schéma dílu AM přijímače Rema Cornet 840 HiFi (vlnové přepínače v poloze DV)

Poměrné *potlačení mf signálu* na všech rozsazích: > 60 dB.
Využitelný *rozsah regulace zisku* (na 1 MHz): > 70 dB.
Mezní přenášený nf kmitočet: typ. 2,8 kHz.

Domnívám se, že díl AM přijímače Cornet 840 není s ohledem na kvalitativní zařazení přijímače zcela „dotažen", i když citlivostí a selektivitou překonává dřívější typy přijímačů NDR.

AM – díl přijímače RS 5001 HIFI

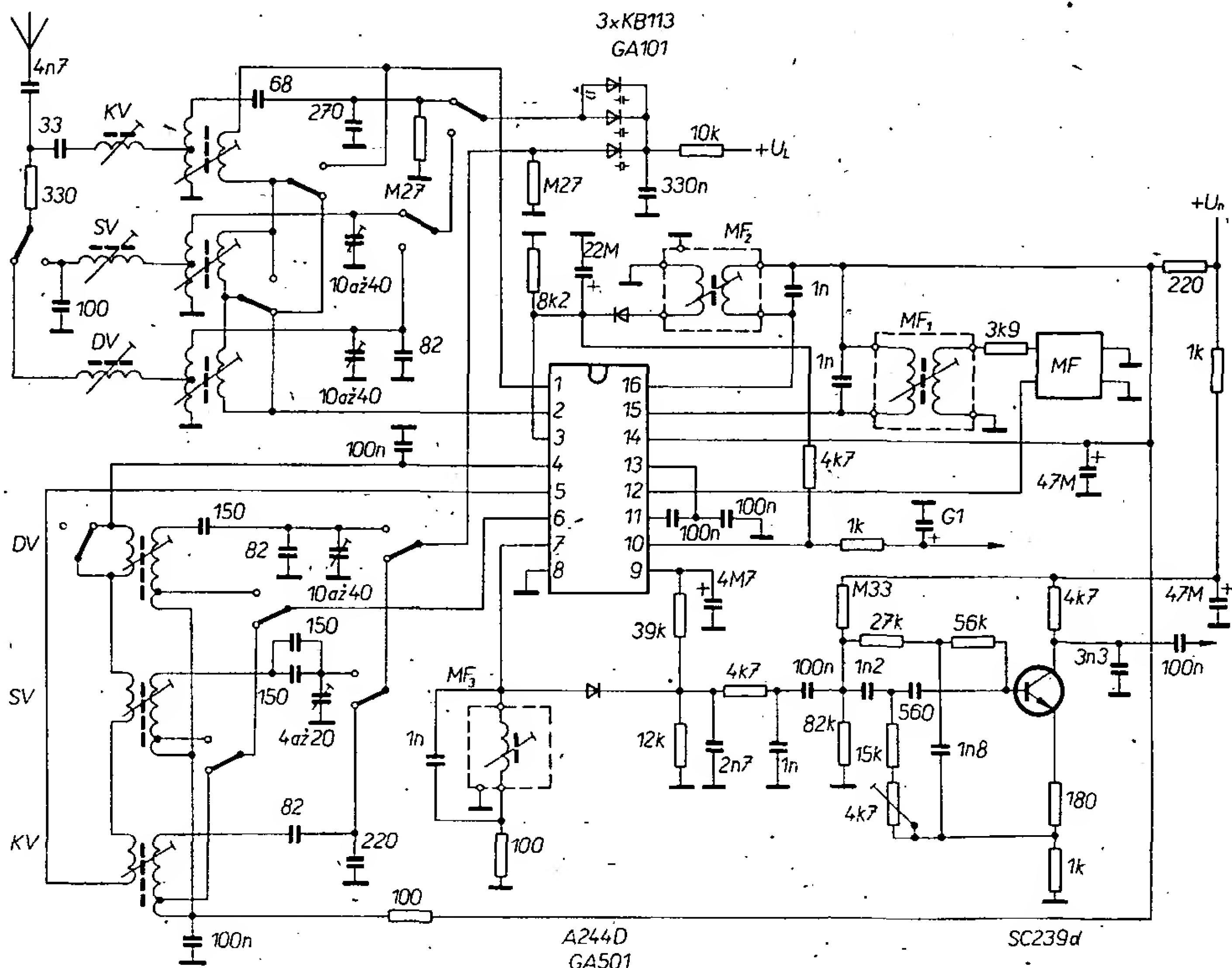
RS 5001 je prvním přijímačem NDR, používajícím v dílu AM k ladění varikapy. Vstupní laděný obvod je s anténou na všech vlnových rozsazích vázán indukčně. Na rozdíl od klasického řešení se však nevyužívá vzájemné indukčnosti anténní a rezonanční cívky, ale galvanické vazby z odbočky cívky. Vlnový přepínač je zakreslen v poloze KV. Toto pásmo je velmi úzké (5,9 až 6,2 MHz), je rozprostřeno kondenzátory 68 pF, 270 pF ve vstupním a 82 pF, 150 pF v oscilátorovém obvodu. Kondenzátory omezují poměr mezních ladicích kapacit C_{Lmax}/C_{Lmin} na požadovanou velikost. Jako ladicí prvky se používají varikapy KB113, ovládané ladicím napětím v rozsahu 1 až 30 V. K zajištění spojitého přeladění celého rozsahu SV je ve vstupním obvodu dvojice paralelně zapojených varikapů. V oscilátorovém obvodu s menším poměrem f_{max}/f_{min} stačí varikap jediný. Souběh vstup/oscilátor je možno zajistit padingovými kondenzátory i při nerovnosti kapacit obou ladicích diod. V úzkém pásmu KV je opět souběh nastavován v jednom bodě. Vazba vstupních obvodů *LC* na A244D je klasická (symetrická vazební vinutí). Klasicky jsou řešeny i obvody oscilátoru s odbočkami na obvodech *LC* a vazebními vinutími.

Zapojení A244D je vcelku běžné. Jistou zvláštností je snad jen to, že k získání regulačního napětí AVC_{vf}, zaváděného na špičku *3*, je užito kombinace obou základních metod podle obr. 41c: používá se jednak běžný způsob (z výstupu pro S-metr, špička *10*, rezistor 4,7 kΩ), jednak se usměrňuje a filtruje mf signál, odebíraný přes MF_2 z doplňkového výstupu směšovače (špička *16*). Tímto řešením lze lépe jak potlačit možnost vzniku křížové modulace, tak využít citlivosti přijímače.

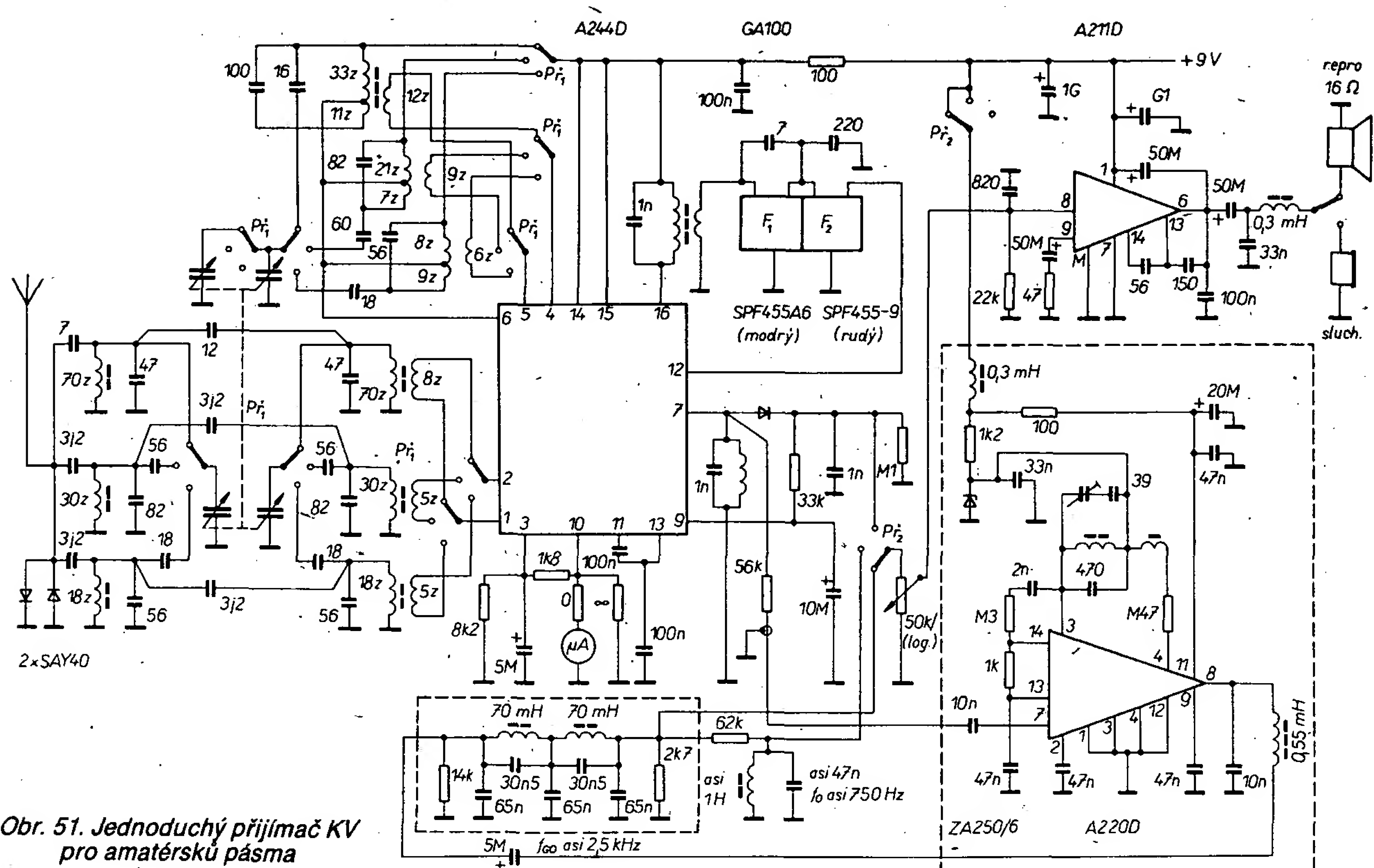
Amplitudový diodový detektor je standardní. Rezistor 100 Ω v sérii s detekčním obvodem *LC*, na němž vzniká průchodem kolektorového proudu výstupního tranzistoru T_{29} obvodu A244D (obr. 36) malý napěťový úbytek (asi 0,1 V), poněkud zlepšuje linearitu detekční charakteristiky. Oddělovací nf zesilovač s tranzistorem SC239 pracuje současně jako aktivní selektivní nf filtr, dodatečně potlačující interferenční hvizdy (5 kHz). Selektivní rejekci zajišťuje dvojitý člen *RC* typu T s trimrem 4,7 kΩ. Filtr je v nf signálové cestě zařazen trvale.

Uváděné technické údaje jsou téměř shodné s údaji přijímače Cornet 840. Mezní přenášený nf kmitočet je 2,2 kHz (bez dalších specifikací), činitel zkreslení detekovaného signálu $k = 5$ % při 1 kHz, mezní přípustná úroveň vstupního signálu pro $k = 10$ % je asi 500 mV. Na rozdíl od parametrů Cornetu 840 není uváděno potlačení mf kmitočtu, asi záměrně, neboť RS 5001 neužívá mf odlaďovače.

Domnívám se, že u současných přijímačů NDR není řešení dílů AM věnována zvlášť velká pozornost. Hlavní důraz je



Obr. 50. Přijímač RS 5001, díl AM



Obr. 51. Jednoduchý přijímač KV pro amatérská pásma

zřejmě kladen na citlivost a mf selektivitu. Počet vlnových rozsahů, šířka přenosového pásma, zkreslení signálu a uživatelský komfort jsou pravděpodobně aspekty, potlačené trendem považovat pásma AM za pouhý doplněk přijímače hi-fi. Podle mého názoru je to však pouze dočasný trend.

Jednoduchý přijímač pro amatérská pásma KV

Konstrukce jakostního přijímače KV patří k mimořádně obtížným úkolům. Základních koncepčních problémů jsme se stručně dotkli v příslušné kapitole. Zvláště začínající amatéři musí zpravidla ze svých nároků hodně slevovat, protože jsou omezováni dostupnou součástkovou základnou; pro ně může být určitou inspirací schéma miniaturního (185 × 50 × 125 mm), bateriového (U_n = 9 V) třírozsahového amatérského přijímače pro pásma 80, 40 a 20 m [7].

Schéma přijímače je na obr. 51. Obvod A244D opět zastává funkce všech aktivních a regulačních bloků až po detekci, obvod A220D pracuje jako kombinovaný produkt-detektor/BFO, umožňující provoz SSB/CW.

Vstupní vf selektivita je v každém rozsahu tvořena dvojitým, kapacitně vázaným i laděným filtrem *LC*. Mf selektivita je zajišťována dvojicí piezorezonátorů vyššího řádu. K dalšímu potlačení rušení příjmu sousedními stanicemi a zlepšení odstupu s/š je využito obvyklé doplňkové nf selektivity (dolní propust Fi_3 s f_h = 2,5 kHz pro SSB a rezonanční filtr Fi_4 s f_0 = 750 Hz pro CW).

Vstupní a oscilátorové obvody jsou laděny čtyřnásobným ladicím kondenzátorem, jehož čtvrtá sekce se používá pouze v pásmu 80 m (oscilátorový obvod). Uvádí se, že důvodem je možnost spojitě přelaďovat toto pásmo; ladicí „kvartál" má zřejmě malý poměr C_{Lmax}/C_{Lmin}. Souběh je ve všech pásmech řešen padingovými kondenzátory. Údaje ladicího kondenzátoru ani provedení cívek nebyly v původním článku uvedeny. Pro první orientaci jsou na obr. 51 alespoň počty závitů jednotlivých cívek.

K regulaci obou smyček AVC (vf i mf) je užito základní varianty ošetření obvodu A244D. Indikační rozsah S-metru se nastavuje volbou odporu rezistorů R_s, R_p. Na rozdíl od většiny přijímačů pro amatérská pásma KV není využito možnosti ruční regulace vf citlivosti.

Mód přijímače pro různé druhy provozu (modulace SSB, CW, AM) se nastavuje otočným přepínačem ($Př_{2a,b}$). Poloze *1* odpovídá provoz SSB, poloze *2* provoz CW. V obou případech je mf signál demodulován kombinovaným obvodem produkt-detektoru/záznějového oscilátoru, využívajícím A220D. Demodulovaný signál SSB, popř. CW prochází na regulátor hlasitosti a nf zesilovač přes příslušný nf filtr (Fi_3, Fi_4). Při nastavení $Př_2$ do polohy *3*, odpovídající detekci AM, se nf filtrů nevyužívá a produkt-detektor není napájen.

Podrobněji se tímto přijímačem, na kterém je ostatně znát, že byl „šit horkou jehlou", zabývat nebudeme. Detailnější informace o dílčích obvodech mohou zájemci čerpat z literatury, uvedené v [7]. Můžeme však konstatovat, že i když užitá koncepce nepatří k nejlepším, nabízí využití integrovaných obvodů cestu k relativně velmi levné a jednoduché konstrukci začátečnického přijímače.

Obvod A244D lze použít i v přijímačích KV s dvojím směšováním. Je však nutno mít na paměti, že mezní využitelný mf kmitočet je asi 2 MHz. Proto je obvod vhodný především k realizaci druhé mezifrekvence. V řadě případů může být užitečná možnost využít externí oscilátor.

Přijímače FM

Na rozdíl od soustavně opomíjených přijímačů AM věnuje Amatérské radio problematice zpracování kmitočtově modulovaných signálů i konstrukční činnosti v této oblasti mnohem větší pozornost. Protože samozřejmě platí, že podstatné problémy, spojené s jakostním zpracováním AM i FM signálů mají společný základ, může i začínající konstruktér v návaznosti na předchozí kapitoly a práce ostatních autorů získat velmi rychle dobrou základní orientaci i ve sféře přijímačů FM.

Na obr. 52 je blokové schéma přijímače klasické koncepce, umožňující stručně stanovit požadavky na jednotlivé funkční celky. Základním prostředkem, jak relativně snadno dosáhnout velké citlivosti a statické selektivity je opět směšovací, superhetová koncepce, přičemž na rozdíl od přijímačů AM vystupují do popředí některá specifika, k nimž patří zejména:

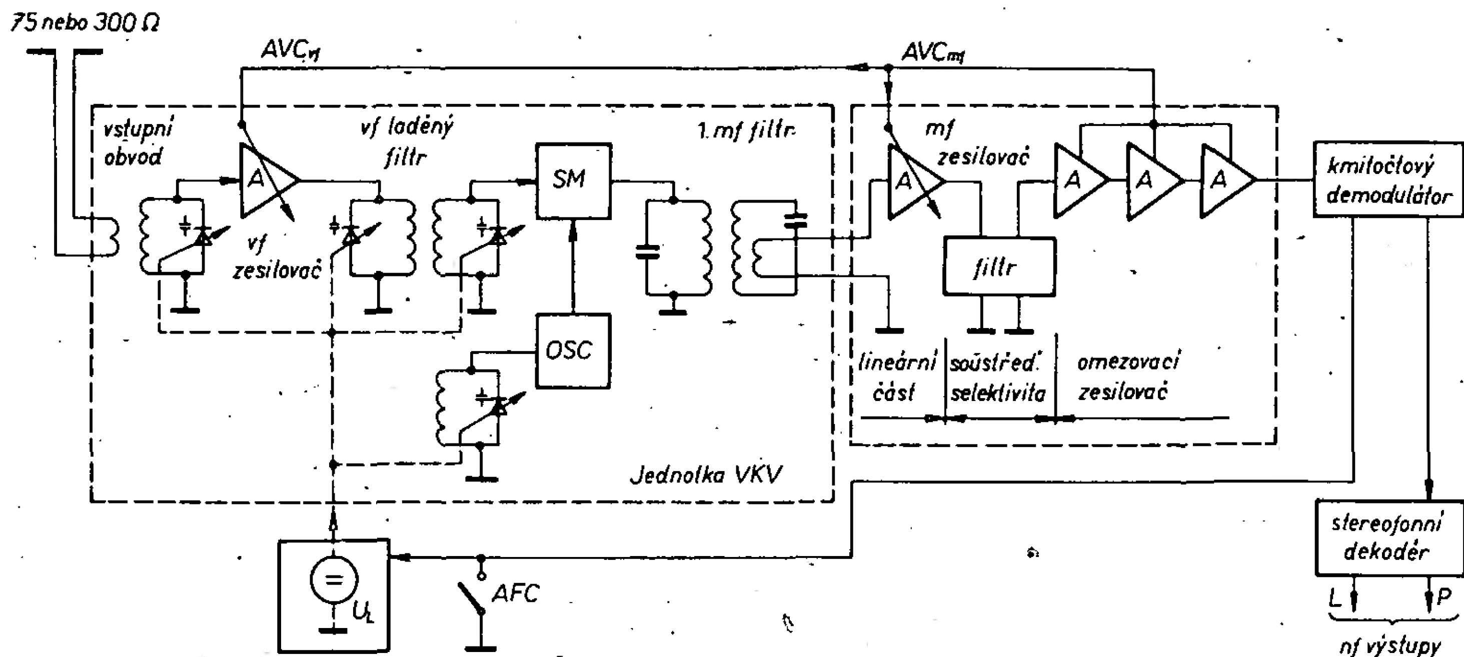
- potřeba malého šumového čísla přijímače s velkou citlivostí, vyplývající z řádově nižších úrovní anténních signálů,
- nezbytnost respektovat techniku VKV, související s kmitočtovou polohou pásem FM,
- odlišné požadavky na některé obvody (mf zesilovač/omezovač, demodulátor ...) vzhledem ke zpracování signálu FM.

V návaznosti na obr. 52 si rozdělme blokové schéma přijímače FM do čtyř částí:

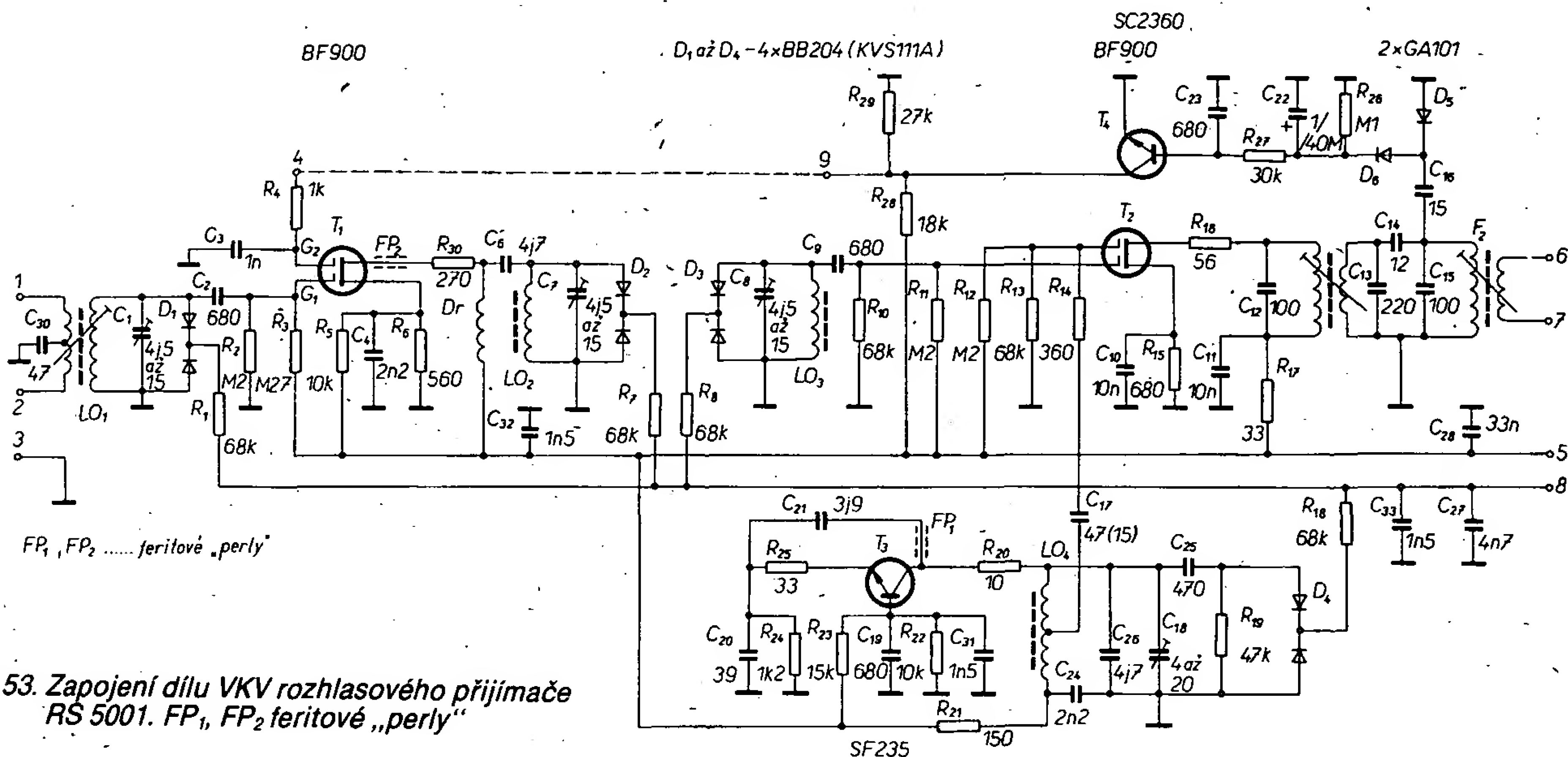
a) jednotka VKV – zajišťuje konverzi vstupního, anténního signálu na signál mezifrekvenční,
b) mf zesilovač/omezovač – v podstatné míře kryje vf zisk a selektivitu celého přijímače,
c) demodulátor – zajišťuje demodulaci přijímaného signálu FM,
d) pomocné a doplňkové obvody – jednak zajišťují optimální pracovní režim předchozích bloků za nejrůznějších vstupních podmínek, jednak zvyšují uživatelský komfort přijímače.

Vstupní jednotka VKV

K základním požadavkům na jakostní jednotku VKV, která v zásadní míře určuje šumové vlastnosti celého přijímače, patří zejména dobré přizpůsobení anténního vstupu k anténě (75 nebo 300 Ω), velký zisk při malém šumovém čísle, vf selekti-



Obr. 52. Zjednodušené blokové schéma dílu FM klasického rozhlasového přijímače



Obr. 53. Zapojení dílu VKV rozhlasového přijímače RS 5001. FP₁, FP₂ feritové „perly"

vita, stabilita, odolnost proti přebuzení, intermodulačnímu zkreslení a křížové modulaci. Popisů různých řešení i konstrukčních návodů na jednotky VKV již bylo v AR uvedeno mnoho. Omezíme se proto na ukázku rozumného kompromisního řešení s využitím moderních součástí. Za takové lze označit zapojení vstupní jednotky pro normu CCIR z přijímače RS 5001 (obr. 53).

Symetrický vstup 300 Ω je na jednoduchý, průběžně laděný obvod LO_1 navázán (a přizpůsoben) transformátorovou vazbou. Jako vf předzesilovač je použit MOSFET BF900. Obvod druhé řídicí elektrody T_1 je použit k regulaci zisku vstupní jednotky a tím i celé lineární vf části přijímače. Zesílený vf signál je přes klasický dvojitý, varikapovými dvojicemi průběžně laděný vf filtr LO_2, LO_3 přiváděn na směšovač T_2. Vstupní, selektivně zesílený signál přichází na G_1, signál oscilátoru na G_2, jde tedy o multiplikativní směšování se všemi jeho přednostmi. Oscilátor pracuje v klasickém bipolárním zapojení se společnou bází, optimální pracovní podmínky definuje kapacitní dělič C_{20}/C_{21}. Vznikající mf signál 10,7 MHz prochází k dalšímu zpracování filtry F_1 a F_2, zlepšujícími mf selektivitu navazujícího mf zesilovače. Z filtru F_2 se diodovým zdvojovačem napětí (D_5, D_6) s příslušnou časovou konstantou odvozuje regulační napětí, ovládající činnost tranzistoru T_4. Zvětší-li se vstupní signál z antény nad 6 mV, T_4 se začíná otevírat, zmenšuje se jeho napětí U_{CE} a tím i napětí na G_2 tranzistoru T_1. Regulace zisku vstupní jednotky je tedy autonomní, nezávislá na ostatních obvodech přijímače. Regulační rozsah je asi 30 dB. Kromě potřebného zvětšení odolnosti jednotky vůči přebuzení atd. je tak jednoduše zajištěna i relativně stálá šířka pásma mf zesilovače včetně demodulační S-křivky a její menší závislost na velikosti vstupního signálu. Vidíme, že celá jednotka VKV přes obvodovou jednoduchost v maximální míře těží z výhodných aplikačních vlastností tranzistorů řízených polem se dvěma řídicími elektrodami.

Mf zesilovač/omezovač

V současné době se mf zesilovač pro FM skládá v principu ze dvou bloků, lineárního a omezovacího, vzájemně vázaných filtrem soustředěné mf selektivity. Prakticky veškerý podíl mf zisku bývá soustředěn v omezovací části. Tato vcelku výhodná a ekonomická koncepce je do značné míry poplatná požadavku zajistit optimální funkci navazujícího koincidenčního detektoru (dokonalé amplitudové omezení signálu), dobře realizovatelného monolitickou technologií spolu s obvody omezovacího mf zesilovače.

V monolitických omezovacích zesilovačích se nejčastěji využívá vynikajících vlastností diferenčních zesilovačů (definovaný zisk, nepatrný zpětný přenos, stabilita, dokonalé omezování s minimálním fázovým zkreslením v širokém rozsahu vstupních napětí, možnost kaskádního řazení, odolnost vůči soufázovým rušivým napětím . . .) [11], [12] atd.

Stejně ustálené a ekonomicky výhodné je používání piezoelektrických filtrů soustředěné mf selektivity na vstupu omezovače. Tyto levné prvky jsou v současné době již velmi kvalitní, mají lineární průběh fázové charakteristiky uvnitř propustného pásma a velmi strmé boky přenosové charakteristiky.

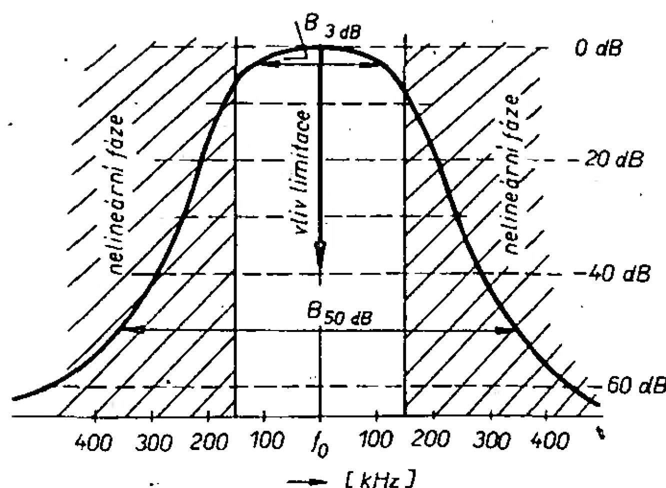
Zatímco hlavním účelem omezovacího bloku s velkým ziskem (asi 60 až 80 dB) je krýt podstatnou část vf zisku přijímače a zajistit tak dokonalé omezení signálu na vstupu demodulátoru, smyslem lineární části mf zesilovače je především zajistit optimální vazbu výstup jednotky VKV – filtr mf selektivity při respektování dvou protichůdných hledisek:

a) při zpracování velmi malých vstupních signálů (řádu μV) doplňuje lineární část mf zisk jednotky VKV a omezovače tak, aby bylo dosaženo potřebné citlivosti při co největším odstupu s/š;

b) při zpracování velkých signálů je naopak zisk lineární části a vlastně i jednotky VKV v podstatě nežádoucí, protože jednak působí vznik nelineárních a intermodulačních zkreslení, jednak zhoršuje průběh mf selektivity amplitudově omezeného mf signálu.

Na lineární část skutečně jakostního mf zesilovače jsou tedy v praxi kladeny velké nároky, kontrastující s obvyklým řešením, což bývá jednoduchý tranzistorový zesilovač s neřízeným ziskem, který v podstatě s jistou rezervou vyrovnává vložný útlum filtru soustředěné mf selektivity.

Problematiku opomíjené závislosti reálné mf selektivity na úrovni vstupního signálu postihuje obr. 54. Selektivita mf zesilovače na výstupu omezovače (vstupu demodulátoru) v podstatě odpovídá průběhu filtru soustředěné mf selektivity pouze při zpracování velmi malého vstupního signálu, kdy mf zesilovač pracuje na prahu omezovací schopnosti. Zvětšuje-li



Obr. 54. K vlivu omezovače na zmenšení reálné selektivity

se signál na vstupu mf filtru, zlepšuje se omezovací účinnost omezovací části mf, což má za následek horší potlačení nežádoucích signálů, jejichž kmitočty byly původně mimo propustné pásmo mf filtru. Tato situace je na obr. 54 interpretována posuvem po úrovňové ose směrem dolů, v praxi znamená nežádoucí zhoršení odlučitelnosti sousedních kanálů a pochopitelně i možnost vzniku intermodulačních produktů i v obvodech omezovacího zesilovače, za filtrem soustředěné mf selektivity. To jsou ovšem pádné důvody jak pro uvážlivé řešení lineární části mf zesilovače, tak zvláště pro regulaci zisku jednotky VKV. Účelné je i úsilí dosáhnout co největší „předřadné" mf selektivity na rozhraní výstup jednotky VKV – vstup mf zesilovače.

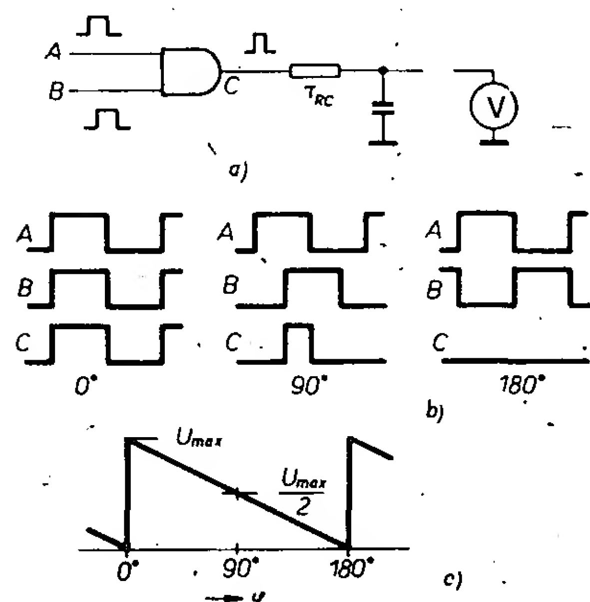
Konstrukce solidního mf zesilovače je dnes, ve srovnání s nedávnou minulostí, mnohem jednodušší. Možnost použít integrované obvody a filtry se promítá nejen v možnosti snadno dosáhnout dobrých parametrů, ale i například ve zjednodušeném nastavování, návrhu desky s plošnými spoji atd.

Demodulátory signálu FM

Důsledkem systematického úsilí o co největší obvodovou integraci (koincidenční detektor) či přiblížení se ideálním funkčním vlastnostem (detektor PLL) je pro současnost typický odklon od klasických demodulátorů FM, jejichž představitelem je poměrový detektor.

Koincidenční detektor

Princip koincidenčního detektoru i jeho obvodové řešení je jistě většině čtenářů známo v souvislosti se strukturou tuzemského obvodu MAA661. Pro začínající odvoďme alespoň vlastní podstatu detektoru, vyplývající z logické, koincidenční funkce. Zavedeme-li na vstupy hradla AND (obr. 55) dva fázově synchronní impulsní signály A, B o střídě 1:1, bude



Obr. 55. Základní zapojení, časové průběhy a charakteristika koincidenčního fázového detektoru

jejich produktem na výstupu hradla signál C o stejném kmitočtu, ale odlišné střídě. Ta bude přesně proporcionální vzájemnému fázovému vztahu obou signálů A, B. Přitom můžeme rozlišit tři mezní stavy:

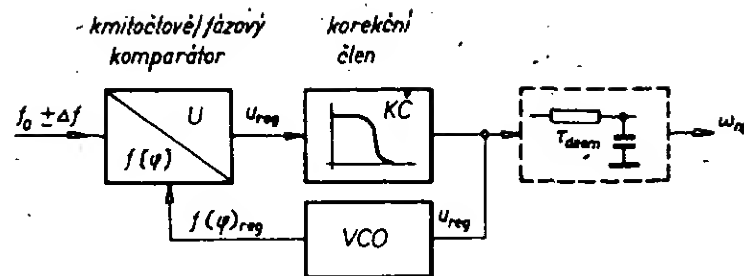
a) při fázové shodě signálů A, B bude s nimi shodný i signál C (činitel plnění výstupního impulsu 1:2),
b) při vzájemném fázovém posuvu o 90° bude doba trvání výstupního impulsu vůči vstupním signálům poloviční (činitel plnění 1:4),
c) při vzájemné fázové inverzi signálů A, B nebude na výstupu hradla žádný signál.

Úměrné činiteli plnění impulsního signálu C bude ss napětí na výstupu integračního členu *RC* (obr. 55c). Celý obvod tedy pracuje jako fázový detektor. Stejného principu lze využít i k demodulaci signálu FM za předpokladu, že kmitočtovou modulaci nejprve převedeme na modulaci fázovou. Tato cesta není ničím novým, je i principem funkce poměrového detektoru. U koincidenčního detektoru se k původnímu signálu (např. A) vytváří doplňkový (B) tak, aby jejich okamžitý vzájemný fázový ofset byl úměrný okamžitému kmitočtovému zdvihu signálu FM. Na jeden (B) vstup koincidenčního detektoru stačí proto pro malé kmitočtové zdvihy $\Delta f/f \ll 1$ zařadit jednoduchý sérioparalelní článek s vhodným průběhem fázové charakteristiky. Fázovací článek musí být nastaven tak, aby fázové kvadratury 90° bylo dosaženo právě pro nulový kmitočtový zdvih, tj. pro $f_0 = 10{,}7$ MHz. Tehdy je zaručeno využívání lineární části jeho fázové charakteristiky. Kmitočtová linearita detektoru je přímo úměrná linearitě charakteristiky fázovacího členu.

K získání velké konverzní účinnosti a k potlačení parazitních produktů se při monolitické realizaci koincidenčního detektoru nejčastěji využívá vlastností balančního modulátoru, pracujícího v nasyceném impulsním režimu jako logická násobička. Základním předpokladem správné funkce i určitým nedostatkem vůči poměrovému detektoru je nezbytnost dokonalého amplitudového omezení signálu FM. K základním přednostem (kromě možnosti společné integrace s dovody mf zesilovače) patří dynamika výstupního nf signálu větší než 40 dB, možnost jednoduchého a tím i stabilního nastavení a ošetření několika vnějšími prvky.

Detektor PLL

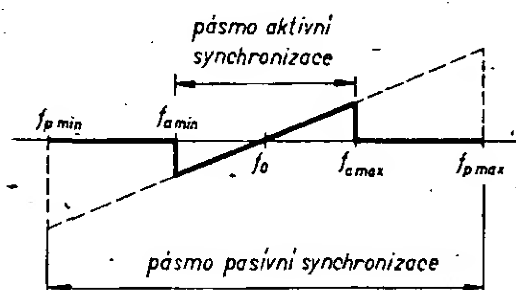
Koincidenční detektor, který je v současné době jistě nejvhodnějším praktickým řešením demodulátoru FM, má ovšem i své nedostatky. Hlavním je jeho širokopásmovost, vyplývající ze způsobu řešení fázovacího článku a malá odolnost vůči impulsnímu rušení (při zpracování malého vstupního signálu). Perspektivním směrem jsou detektory, pracující na principu využití smyčky automatického fázového závěsu, PLL. S těmito velice zajímavými obvody se v současné době setkáváme např. v japonských a amerických přijímačích. Některé konstrukce, zřejmě inspirované článkem [14], již byly popsány i v AR. Na obr. 56 je princip využití smyčky PLL pro demodulaci signálu FM, známý již desítky let. Signál FM vhodného kmitočtu $f_0 \pm \Delta f$ ovládá referenční vstup fázového detektoru/komparátoru FD. Na druhý ze vstupů detektoru působí signál napěťově řízeného oscilátoru VCO. Oscilátor je stejně jako FD součástí uzavřené smyčky, řízené do kmitočtového a fázového synchronismu právě ovládáním VCO výstupním napětím FD. Pokud není přijímač vyladěn na stanici, kmitá VCO volně v blízkosti použitého mf kmitočtu. Jakmile se však na signálovém



Obr. 56. Základní schéma využití smyčky fázového závěsu (PLL) k demodulaci signálu FM

vstupu FD objeví kmitočtově modulovaný signál o dostatečné amplitudě a vhodném kmitočtu, uvádí smyčka oscilátor VCO do trvalého synchronismu se vstupním signálem. Aby však VCO mohl pracovat jako „kmitočtový sledovač" vstupního signálu, musí napětí $u_{reg(t)}$ na jeho vstupu (tj. výstupní signál FD po průchodu korekčním členem KČ) být vlastně shodné s původní modulační složkou signálu FM. Napětí $u_{reg(t)}$ proto představuje přímo demodulovaný nf signál, který již může být zaveden na stereofonní dekodér nebo na článek deemfáze (u monofonního přijímače).

Rozhodující vliv na vlastnosti a chování detektoru PLL má především korekční člen, na který jsou kladeny mnohé protichůdné požadavky. Pro vlastní počáteční zasynchronování smyčky vstupním signálem je žádoucí filtr s velkou šířkou pásma – s ní se zvětšuje i kmitočtová šířka pásma aktivní synchronizace (obr. 57 plnou čarou). Jakmile je však již PLL smyčka jednou v synchronismu, je šířka pásma,



Obr. 57. K vlivu parametrů korekčního členu a zisku smyčky na vlastnosti demodulátoru

v níž je schopna synchronismus udržet (pásmo pasívní synchronizace) vždy větší, na korekčním členu prakticky nezávislá (je určena ziskem FD a strmostí VCO). Naopak, z hlediska odolnosti zasynchronované smyčky PLL vůči rušivým signálům je žádoucí šířka pásma aktivní synchronizace co nejmenší, musí však být dostatečně velká z dalšího hlediska, kterým je nezbytnost zabezpečit minimální setrvačnost smyčky v poměru k meznímu kmitočtovému zdvihu a modulačnímu indexu zpracovávaného signálu FM. Přenosová funkce korekčního členu a zisk smyčky tedy určují jednak jakost demodulovaného signálu, jednak jeho odolnost vůči vnějším rušivým vlivům. Ta vyplývá z integračního charakteru smyčky PLL (korekčního členu), jehož důsledkem je teoretické zvětšení odstupu s/š pro malé vstupní signály, především však zvětšená odolnost vůči impulsnímu rušení a vlastní selektivita detektoru.

Na rozdíl od jiných autorů bych však při této příležitosti chtěl upozornit i na problémy, související s praktickým provozem smyčky. Je to například její chování při ladění v pásmu, nedokonalém vyladění a v neposlední řadě i negativní působení

na vlastní přijímač, především na jednotku VKV a mf zesilovač (harmonické VCO . . .). Širšímu a efektivnímu uplatnění detektorů PLL brání především přetrvávající nedostupnost monolitických fázových závěsů.

Pomocné a doplňkové obvody

Soubor těchto obvodů, užívaných v rozhlasových přijímačích, lze zhruba rozdělit do dvou skupin. Do první patří ty, které „vylepšují" činnost přijímače (například AVC, AFC . . .). Do druhé skupiny můžeme zařadit takové obvody, které zlepšují obsluhu přijímače (předvolby, muting, automatické ladění. . .).Hranice mezi oběma skupinami není ovšem striktní. V posledních letech se u řady profesionálních přijímačů setkáváme s řadou dalších, neobvykle koncipovaných obvodů, které kromě toho, že zajišťují požadované funkce, více či méně ovlivňují i řešení celého přijímače a mnohdy tak naznačují i perspektivy dalšího rozvoje (např. cesta od číslicové stupnice k digitálnímu tuneru).

Číslicová stupnice

Číslicová stupnice v klasické formě je prvním náznakem uplatnění digitálních obvodů v rozhlasovém přijímači. Stupnice byla ovšem původně vyvinuta pro komunikační přijímač a její uplatnění v rozhlasovém zařízení je (mimo rozsahy KV) věcí diskuse. Princip je velmi jednoduchý. Protože kmitočet vstupního signálu přímo měřit nelze, vychází se z konstantní úměry $f_{osc} = f_{vst} + f_{mf}$ tak, že se měří kmitočet oscilátoru. Ten pak musí být vyhodnocen tak, že je indikován údajem o f_{mf} menším. Displej stupnice proto indikuje přesně kmitočet vstupního signálu.

První podmínkou přesnosti uvedené metody je přesně definovaný mf kmitočet – s výhodou se vychází z přesně definovaného a stabilního středního kmitočtu piezoelektrického *mf* filtru (obr. 58a). Signál oscilátoru se v obvodu impulsního tvarovače převede na pravoúhlý průběh a jako kmitočet se rychlým děličem vydělí na kmitočet, dále vhodný pro zpracování běžnou logikou. K vyhodnocení měřeného kmitočtu se užívá dekadických čítačů, buď s jednoduchým nastavením, nebo reverzibilních. Podpůrné obvody jsou tvořeny přesnou časovou základnou, řízenou krystalem a předděličkou :X. Přednastavení čítače i podpůrné obvody ovládá řídicí logika, umožňující nastavit rozsah několika logickými signály.

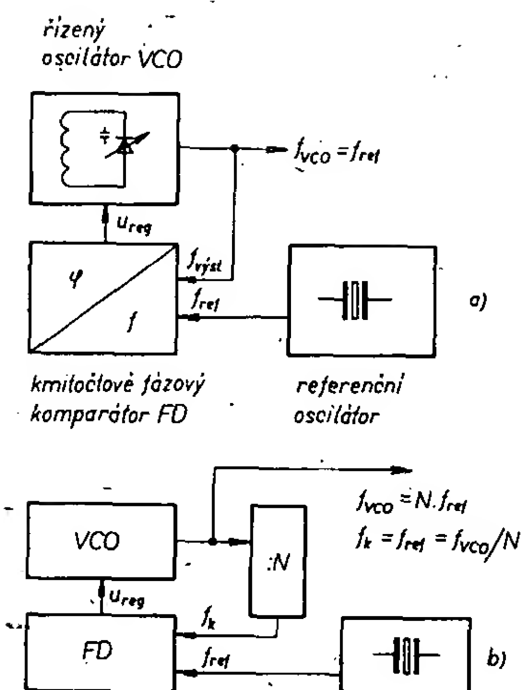
V souvislosti s obr. 58 uvažme možné řešení jednoduché stupnice s přednastavitelným čítačem a 4místnou indikací do 110 MHz. Předpokládejme, že přijímač VKV je právě vyladěn na f_{vst} = 70 MHz, čemuž odpovídá f_{osc} = 80,7 MHz. Pro 4místnou indikaci použijeme čítač se čtyřmi dekádami, s mezní potřebnou kapacitou N_{max} = 110,0 MHz = 1100. Řídicí jednotka musí před startem každého měřicího cyklu, obr. 58b, zajistit přednastavení čítače na počáteční hodnotu $N_{poč}$ = 10.(110,0–10,7) = 993. Od této počáteční hodnoty v okamžiku startu začíná čítač zvětšovat svůj obsah až k mezní kapacitě N_{max}, po jejímž dosažení skokem klesá k nule. Doba, za níž je obsah čítače vynulován, *je proměnná*. Závisí na právě nastaveném kmitočtu oscilátoru přijímače. Vždy však bude trvat právě 107 impulsů na hodinovém vstupu čítače. Ten ovšem v průběhu měřicího cyklu pracuje dál, proto znovu (tentokrát od nuly) zvětšuje svůj obsah. Při f_{osc} = 80,7 MHz mu do konce pevně definovaného měřicího cyklu zbývá právě 807–107 = 700 hodinových impulsů. Na konci měřicího cyklu je obsah všech čítačových dekád přenesen do mezipaměti a pak indikován displejem jako vyladěný vstupní kmitočet 070,0 MHz.

Pro zajímavost, univerzální obvod SDA5680 *digitální stupnice pro KV, SV, DV, VKV a mf kmitočty 460 kHz a 10,7 MHz* stojí v NSR asi 36 DM, *stejně drahý* je i k tomuto obvodu příslušný 5místný displej LCD. Domnívám se, že bez podobných obvodů nemá smysl digitální stupnici pro běžný rozhlasový přijímač vůbec stavět. Jednak proto, že s běžnými obvody a číslicovkami LED vychází příliš nákladná a pak proto, že při velké spotřebě proudu vzniká nebezpečí kmitočtového rušení vlastních obvodů přijímače.

Digitální tuner FM

V posledních letech se u špičkových zahraničních přijímačů setkáváme s reklamním označením např. Synthesizer – Tuner, PLL-Quarz – Digital – Tuner, Raster – Tuner atd., což všechno znamená, že jsou přijímače vybaveny číslicovým laděním. I když mají číslicovou stupnici, značně se od předchozího řešení liší. Zatímco samotná číslicová stupnice je v podstatě pouze pasívním doplňkovým obvodem, jsou obvody v oblasti číslicového ladění rozhlasových přijímačů něčím zcela novým, hlavně z hlediska perspektivy jejich dalšího vývoje. Na tom nic nemění fakt, že princip číslicového ladění je znám a užíván již poměrně dlouho, zejména v přístrojové, letecké a vojenské technice.

Základem číslicového ladění je opět využití smyčky fázového závěsu PLL. V rozhlasovém přijímači ho poprvé použila firma Scott v r. 1970. Princip využití PLL k realizaci skokově přeladitelného rastrového oscilátoru je na obr. 59 (pouze princip PLL). Signál VCO, za který dále považujeme signál varikapy řízeného oscilátoru jednotky VKV, je kmitočtově fázovým komparátorem udržován v přesném synchronismu s referenčním, velmi stabilním kmitočtem krystalového oscilátoru. Taková smyčka v uvažované aplikaci ovšem nemá prakticky smysl, protože může generovat pouze signál jediného kmitočtu, shodného s f_{ref}. Vřadí-li se však do smyčky ovladatelný (programovatelný) kmitočtový dělič :*N*, obr. 59b, bude v zasynchronizovaném režimu kmitočet VCO vždy *N*krát vyšší než f_{ref}, přitom však stejně stabilní! Pokud lze VCO přeladit v širokém rozsahu, může v zásadě pracovat na jakémkoli harmonickém násobku referenčního kmitočtu f_{ref}. V praxi je samozřejmě žádoucí volit dělicí poměr :*N* co nejmenší – tím se redukuje úroveň číslicového šumu smyčky, narušující spektrální čistotu kmitočtu f_{VCO}, a doba, potřebná k dosažení ustáleného režimu smyčky.

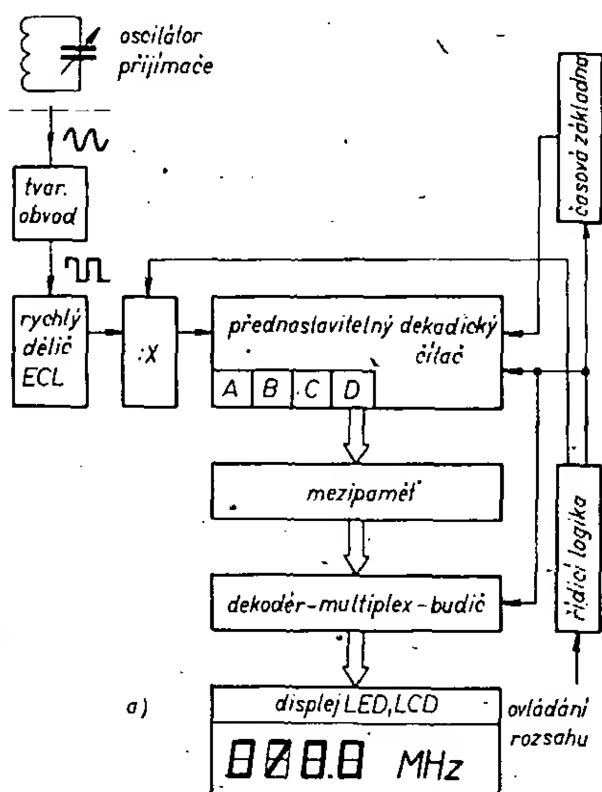


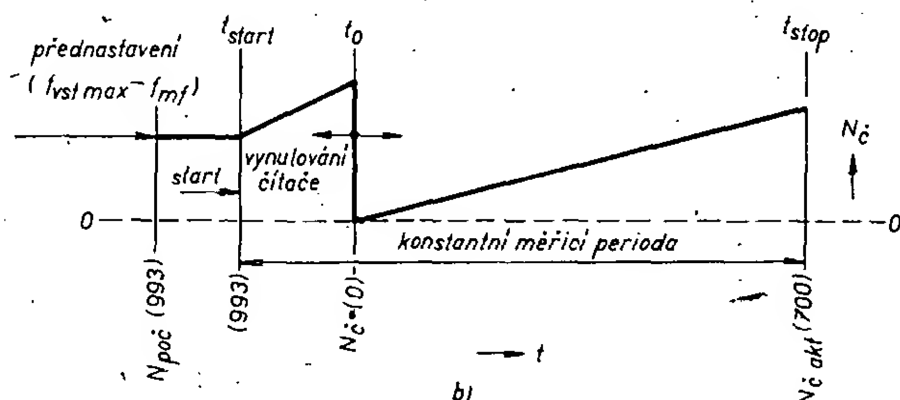
Obr. 59. K rozboru přeladitelného rastrového oscilátoru PLL

Je logické, že smyčka PLL nemůže být přelaďována spojitě. K nastavení určitého kmitočtu f_{VCO} je třeba přeprogramovat dělicí poměry jednotlivých dekád děliče :*N*. To ovšem není zásadní problém, protože jednotlivé vysílače v pásmu CCIR jsou uspořádány v kmitočtovém rastru po 100 kHz.

Projděme pro názornost zjednodušené schéma oscilátoru PLL, založené právě na využití rastru 100 kHz, obr. 60. Obdobně jako u digitální stupnice musí být signál o f_{VCO} z jednotky VKV odebírán přes vhodný tvarovací obvod a rychlou kmitočtovou předděličku. Vycházejme z obvyklé užívaného dělicího poměru 1:4, na obr. 60 zajišťovaného děličem :K_2. Pro zajištění rastru 100 kHz f_{VCO} pak musí být referenční kmitočet f_{ref}/K_1 na vstupu FD roven 100 kHz/K_2 = 25 kHz. Při libovolném referenčním krystalu lze tuto podmínku splnit druhým předřadným děličem :K_1. Například pro f_{ref} = 10 MHz bude :K_1 = 10/0,025 = 400.

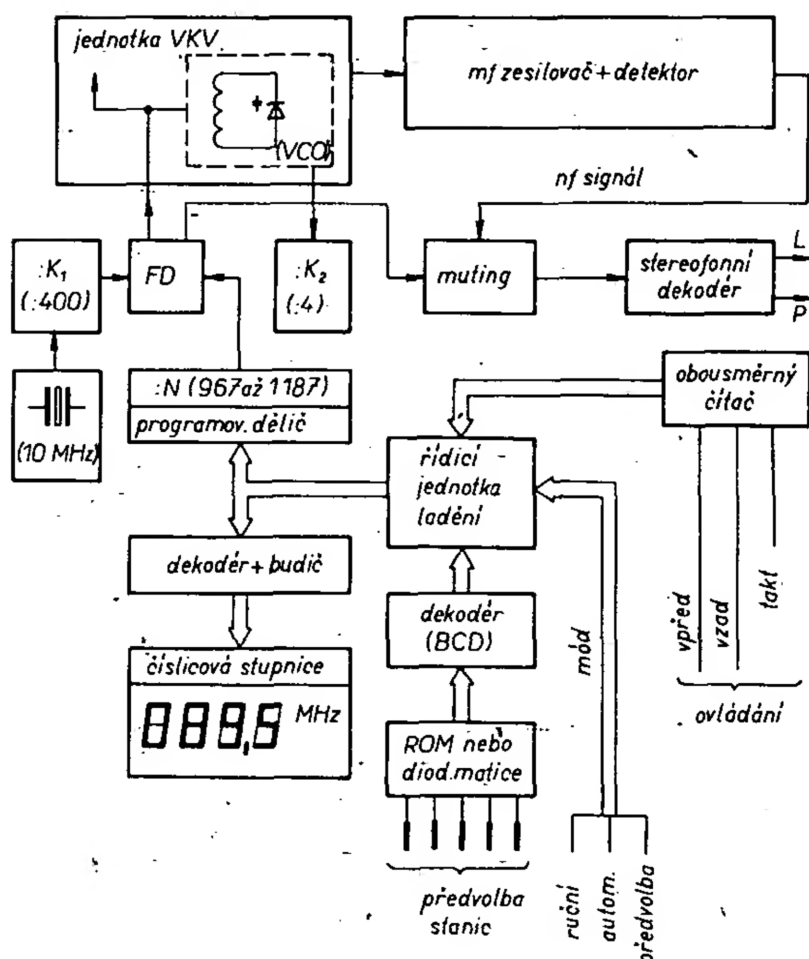
Nyní již můžeme stanovit požadovaný rozsah programovatelnosti hlavního děliče :N. Uvažujme CCIR, tj. rozsah f_{vst} = 86 až 108 MHz. Příslušný kmitočtový obor oscilátoru ($f_{osc} = f_{vst}$ + 10,7 MHz) je roven 96,7 až 118,7 MHz, po vydělení předděli-



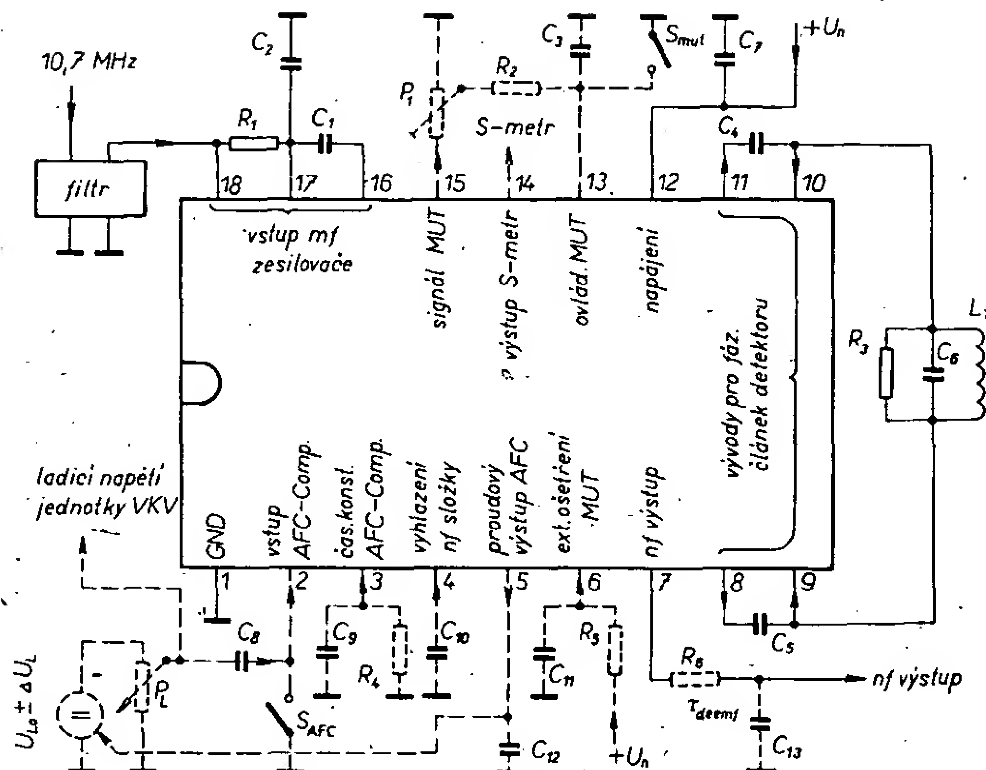


Obr. 58. Stylizované blokové schéma číslicové stupnice s přednastavitelným čítačem (a) a grafické znázornění (b) její činnosti

Obr. 60. *Základní idea číslicového ladění rozhlasového přijímače*



Obr. 61. *Zjednodušené blokové schéma číslicového rastrového ladění přijímače FM*



Obr. 63. *Jednotlivé vývody a základní vnější součásti obvodu A225D*

kou :K_2 s konstantním poměrem 1:4 pak 24,175 až 29,675 MHz. Mezní požadované poměry programovatelného děliče :N jsou

$$N_{min} = 24\,175 : 25 = 967,$$
$$N_{max} = 29\,675 : 25 = 1187.$$

Blokové zapojení přijímače s rastrem 100 kHz je na obr. 61. Zajímavé jsou problémy, ale i možnosti spojené s praktickým řešením číslicového ladění. Oproti běžného ladicího knoflíku je s ohledem na nespojité, rastrové ladění poměrně neúčelná a také obtížně realizovatelná. Snad nejsnazší je v tomto případě použít ladicí potenciometr, ovládající programovatelný čítač :N prostřednictvím převodníku A/D. Častěji užívané a do značné míry efektivní jsou způsoby ladění, při nichž je klasický ladicí knoflík zcela vypuštěn. Nahrazuje se buď programovacím klávesovým polem, nebo dvojicí tlačítek (vpřed, vzad), ovládající při potřebě přeladění přijímače stav programovatelného děliče přes pomocný, reverzibilní čítač (obr. 61). Princip je vhodný i pro automatické ladění. Ve srovnání s klasickými přijímači je poněkud komplikovanější řešení a nastavování obvodů předvolby stanic.

Podle mého názoru nepřináší číslicové, rastrové ladění z hlediska kvality zpracování přijímaného signálu FM nic nového, spíše naopak. Nelze přehlédnout problémy spojené s negativním vlivem činnosti smyčky PLL na vlastní obvody přijímače (kmitočtové rušení, vliv číslicového šumu smyčky na spektrální čistotu signálu oscilátoru a tím i šum a rušivé signály v demodulovaném nf výstupu). Přesné a stabilní vyladění přijímače, které je původním smyslem celé koncepce, stejně jako vnější efekty, je draze placeno neúměrným zkomplikováním celé konstrukce.

Přesto jsem přesvědčen, že číslicově laděné přijímače jsou největším koncepčním přínosem vývoje posledních desetiletí. Ukazují totiž cestu, kterou může dosud více či méně čistě analogová technika rozhlasových přijímačů vyjít ze slepé uličky prakticky uzavřeného vývojového cyklu.

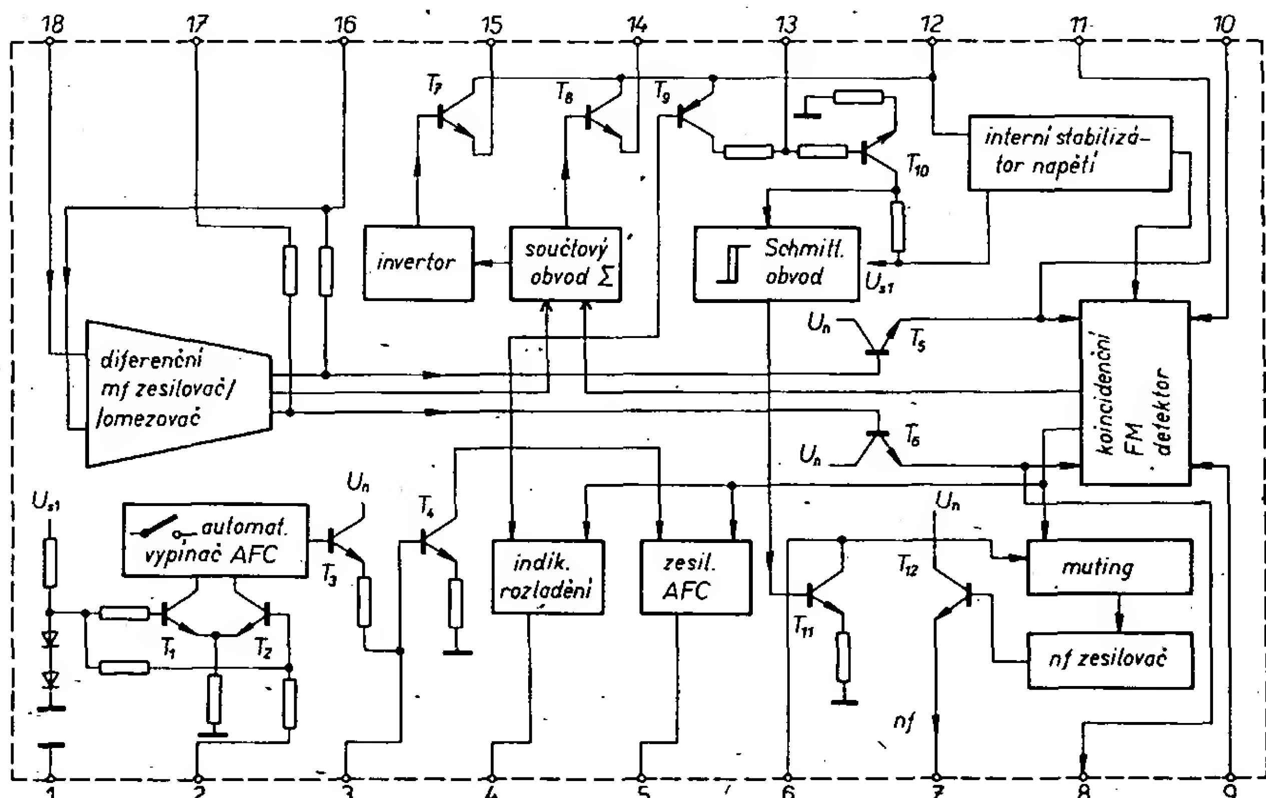
Integrovaný mf zesilovač/omezovač s pomocnými obvody, A225D

Při rozboru koncepce přijímače, popisovaného v konstrukční části, jsem hledal vhodný typ mf zesilovače pro díl FM. Jako nejvhodnější jsem vybral velmi účelně řešený obvod A225D z NDR, který je ekvivalentem známého obvodu TDA1047 fy Siemens. Na rozdíl od ostatních u nás běžně dostupných integrovaných obvodů zajišťuje vnitřní struktura A225D nejen základní funkce (mf zesilovač/omezovač, koincidenční detektor), ale i soubor velmi účelných funkcí doplňkových (AFC-Computer, Muting, S-metr, signál automatického přepínání mono/stereo). Důsledkem je radikální zjednodušení konstrukce celého dílu FM jakostního přijímače.

K obvodu A225D jsem bohužel přes veškeré úsilí nesehnal žádnou podrobnější literaturu. Jedinými zdroji informací byly stručný přehledový katalog RFT a [15]. Na základě těchto pramenů a výsledků experimentálního ověřování však naštěstí bylo možné získat jak postačující představu o funkci vnitřní struktury IO, tak o možnostech jeho praktického využití.

Základní udávané parametry obvodu jsou v tab. 4. Hrubou orientaci o řešení vnitřní struktury A225D podává formou blokového schématu obr. 62, významy jednotlivých špiček a jejich základní vnější ošetření lze vysledovat z obr. 63.

Jádrem aktivní části obvodu je osmistupňový, stejnosměrně vázaný kaskádní diferenční zesilovač/omezovač. Jeho



Obr. 62. *Blokové rozlišení vnitřní struktury obvodu A225D*

Tab. 4. Základní parametry obvodu A225D

Mezní údaje	
Napájecí napětí U_n:	+4 až 18 V.
Mezní výstupní proud pro S-metr:	*3 mA.*
Mezní výstupní proud I_{15}:	1 mA.
Informační parametry (při U_n = 12 V, f_0 = 10,7 MHz, Δf = ±75 kHz, f_m = 1 kHz, Δf_{AFC} = fázovací článek Q_0=35, C_0=470 pF, C_v=22 pF)	
Odběr proudu při I_{14}=0:	<15 mA.
Demod. signál při $U_{vst(mf)}$=10 mV:	>300 mV.
Vstupní mf signál pro omezení:	<50 μV.
Výstupní napětí U_{14} při $U_{vst(mf)}$=16 μV:	<200 mV.
Výstupní napětí U_{15} při $U_{vst(mf)}$=10 mV:	<700 mV.
Činitel zkreslení nf signálu při $U_{vst(mf)}$=10 mV:	1,5 %.
Potlačení AM při $U_{vst(mf)}$=10 mV, m=0,3:	>48 dB.

prahové vstupní napětí pro dosažení omezovacího režimu U_{iT}<50 μV. Neobvykle velký počet diferenčních stupňů souvisí s odvozením logaritmického průběhu výstupního signálu pro S-metr. Pro symetrický vstup mf zesilovače je typické vnější ošetření špiček *18, 17, 16.* Špičky *17, 18* musí být galvanicky propojeny mimo IO. Při užití piezoelektrického mf filtru zajišťuje R1 (obr. 63) současně impedanční přizpůsobení jeho sekundárního rezonátoru. C_1, C_2 zamezují záporné vf zpětné vazbě.

Na symetrický výstup omezovacího mf zesilovače navazuje přes dvojici emitorových sledovačů T_5, T_6 napěťově buzený, symetrický koincidenční detektor. Přísná symetrie celého přenosového kanálu účinně potlačuje vliv cizích napětí, šumu atd. na kvalitu demodulovaného signálu. Současně je zajištěna velká stabilita základní napěťové úrovně na výstupu detektoru. Zatímco přímý, amplitudově omezený mf signál je na koincidenční detektor vázán přímo interní strukturou IO, je doplňkový, fázově posouvaný signál zajišťován externím fázovacím článkem nebo filtrem, k jehož vazbě na IO slouží špičky *8, 11* a *9, 10.* Vidíme, že pro úplné ošetření obvodů, podílejících se bezprostředně na přímém zpracování mf signálu až po detekci, je zapotřebí pouze několika prvků *R, C,* na obr. 63 znázorněných plnými čarami.

My se nyní soustředíme především na obvodovou realizaci doplňkových funkcí, založenou v podstatě na zpracování dvou základních řídicích signálů, odebíraných z IO. Prvním z těchto signálů je ss napětí, úměrné velikosti anténního signálu vyladěného vysílače. Jak vyplývá z obr. 62, přivádí se tento signál na součtový obvod dvěma cestami. První navazuje na jednotlivé stupně mf zesilovače. Výsledná celková úroveň tohoto signálu na příslušném vstupu součtového obvodu je v podstatě určena tím, kolik stupňů mf dílu právě pracuje v omezovacím režimu. Pro nejmenší anténní úrovně slouží druhá cesta, navazující na fázovací obvod koincidenčního detektoru. Shodnými váhovými poměry všech dílčích, úrovňově omezovaných signálů na vstupech součtového obvodu se dosahuje logaritmického průběhu ss napětí na výstupu součtového obvodu (špička *14*). Druhým z řídicích signálů je ss složka napětí na výstupu koincidenčního detektoru, přesněji vzato velikost a smysl (±ΔU) její odchylky od jmenovitého napětí U_0. Tato odchylka je nulová při přesném vyladění přijímače na nosný kmitočet f_0 sledovaného vysílače.

Všimněme si nejprve zapojení automatického zapínání/vypínání AFC. Tato funkce, označovaná také jako AFC-Computer, umožňuje nezávisle na úrovni vstupního signálu přesně vyladit přijímač na nosný kmitočet vysílače bez ručního spínání AFC. Na rozdíl od řady známých diskrétních řešení je realizace této funkce u A225D snadná: Jakákoli změna polohy běžce ladicího potenciometru (obr. 63) má za následek změnu náboje kondenzátoru C_8, připojeného na jeden vstup diferenčního zesilovače s velkým vstupním odporem (špička *2*). Obvod reaguje na změny ΔU_2<20 mV. Výstupem diferenčního zesilovače, tvořeného tranzistory T_1, T_2, je přes prahový obvod, nezávisle na smyslu změny U_2, otevírán sledovač T_3, čímž současně spíná i tranzistor T_4, blokující od tohoto okamžiku funkci zesilovače AFC s proudovým výstupem (špička *5*). Výstupní proud zůstává po celou dobu ladění konstantní, přesně rovný jmenovitému proudu při dokonalém vyladění. Zbývá podotknout, že při sepnutí sledovače T_3 se rychle nabíjí kondenzátor C_9 na špičce *3*, který je součástí článku s časovou konstantou R_4C_9. Napětí na špičce *2* se ustálí, výstupní signály diferenčního zesilovače se vyrovnají a T_3 se uzavře až při ukončení ladění. Od tohoto okamžiku se s časovou konstantou R_4C_9 počíná vybíjet kondenzátor C_9 směrem k nule.

Zmenší-li se napětí U_3 pod 0,6 V, uzavře se i T_4 a AFC se opět samočinně zapíná. To znamená, že proudová odchylka ±ΔI_5 od jmenovité velikosti I_5 je znovu funkcí rozladění přijímače a řídí příslušné obvody AFC ve vstupní jednotce tak, aby toto rozladění bylo potlačeno. Trvale lze AFC vypnout (např. při nastavování předvoleb nebo při příjmu slabé stanice v těsné blízkosti silné) spojením špičky *2* se zemí (GND).

V praxi je výhodné používat výstup regulačního zesilovače AFC způsobem podle obr. 63. Proudový výstup I_{AFC} ovládá velikost základního ladicího napětí U_L. Nepoužívá se tedy samostatné dolaďování oscilátoru jednotky VKV, ale souběžné dolaďování všech, tj. i vstupních obvodů *LC.* Kromě snadného dosažení dobrého souběhu vstupy/oscilátor je současně zajištěna prakticky konstantní strmost AFC v celém prolaďovaném kmitočtovém pásmu.

Na základě praktických zkušeností lze uvést, že automatika AFC pracuje skutečně velmi dobře, dokonce tak, že činí zbytečným užívání indikátoru rozladění. Při návrhu regulační smyčky AFC je však třeba respektovat tři důležité okolnosti:

a) Strmost proudové regulace ±ΔI_5 a stabilita této regulace vůbec podstatnou měrou závisí na konkrétním provedení a stabilitě nastavení fázovacího článku koincidenčního detektoru. Zvláště pro amatérské konstrukce doporučuji používat jednoduchý článek s doporučeným Q_{ef} = 35. Proti teoretické možnosti dosáhnout poněkud lepší linearity demodulátoru, použije-li se fázovací filtr, se přiklánim k možnosti obvod snadno a stabilně nastavit. V daném případě je strmost ±ΔI_5 zhruba rovna 1 μA/kHz.

b) K bezpečnému zajištění ideální odezvy dolaďovací automatiky bez zákmitových jevů je vhodné odvodit základní ovládací signál pro špičku *5* samostatným potenciometrem (např. využitím tandemového uspořádání) pracujícím mimo regulační smyčku.

c) Je třeba volit dostatečně velkou časovou konstantu R_4C_9, aby se automatika nezapínala předčasně, ještě v průběhu pomalého ladění. Za vhodné považuji R_4C_9 asi 0,5 až 1 s.

Druhou užitečnou a velmi zajímavě řešenou doplňkovou funkcí je muting (šumová brána). Sledujme znovu nejprve obr. 62, 63. Šumová brána je řešena tak, aby potlačovala velikost demodulovaného nf signálu ze dvou odlišných příčin:

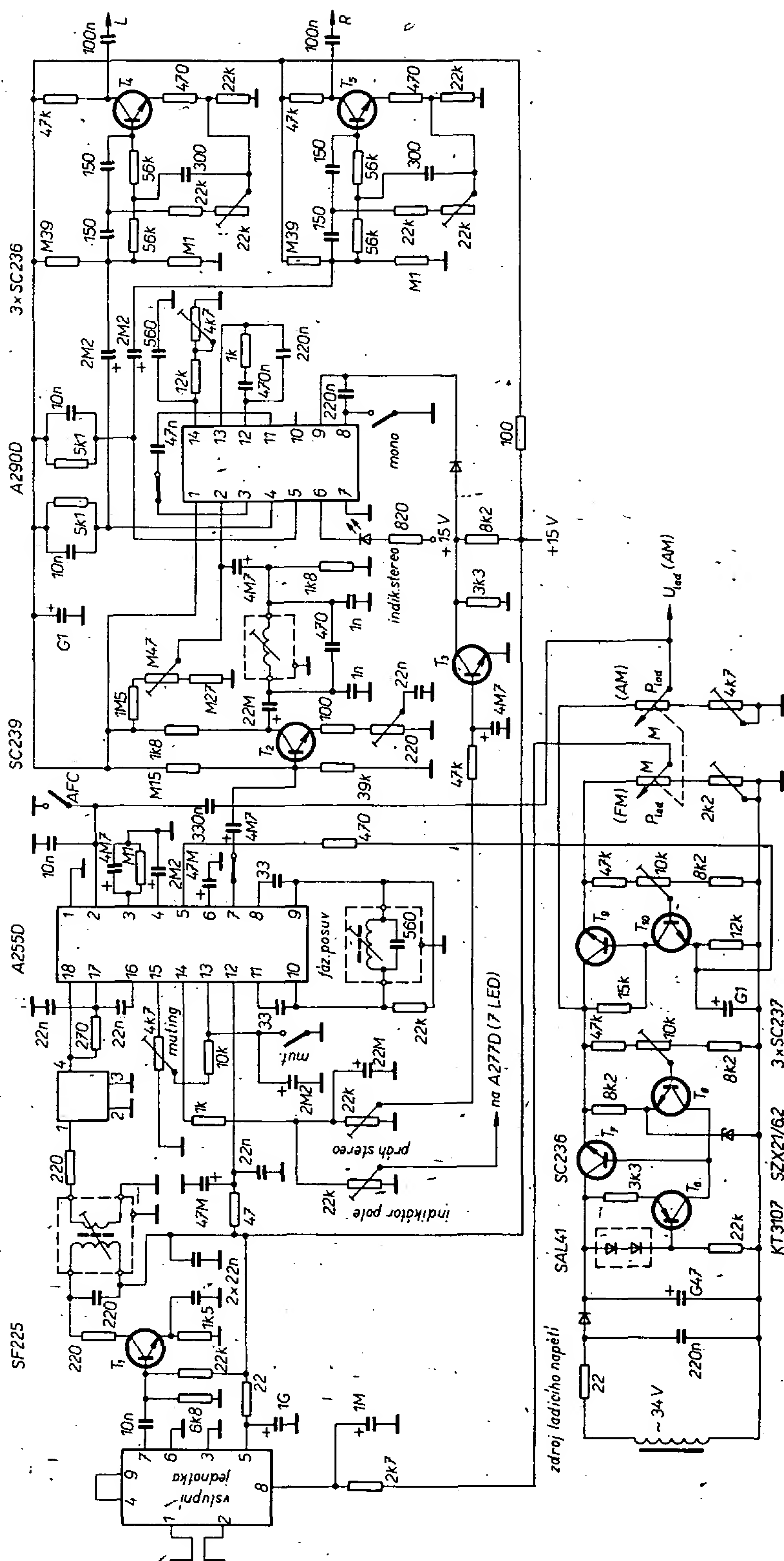
a) při zmenšení úrovně vstupního signálu FM pod velikost, zaručující jeho jakostní zpracování;

b) při dostatečné úrovni zpracovávaného signálu, ale při špatném vyladění přijímače (mimo střed demodulační S-křivky), jehož důsledkem je například zkreslení nf signálu.

Sledujme nejprve možnost realizovat funkci b). Demodulovaný nf signál je z výstupu koincidenčního detektoru veden na tři různé stupně, na vlastní spínač muting, na obvod zesilovače AFC a na indikátor rozladění. Všechny mají charakter řízených proudových zdrojů. Nás nyní zajímá především indikátor rozladění, pracující současně jako obvod absolutní hodnoty – převádí napěťovou odchylku ss složky ±ΔU_d na výstupu detektoru na proud jediného smyslu. Při přesném vyladění je tento proud nulový, v opačném případě nezávisle na smyslu rozladění ±Δf se zvětšuje úměrně s rozladěním. Výstupní proud indikátoru rozladění ovládá (přes T_9) velikost napětí na špičce *13* a současně přes T_{10} stav hysterezního Schmittova obvodu. Ten konečně přes spínač T_{11} přepíná obvod šumové brány. Jedině při správném naladění může být na špičce *13* napětí blízké nule a Schmittův obvod v takové poloze, která dovoluje přenos nf signálu na výstup obvodu (špička *7*).

Aby ovšem obvod muting mohl reagovat i na nepřiměřené zmenšení či úplnou ztrátu vstupního vf signálu, je pro ovládání vstupu Schmittova obvodu na špičce *15* k dispozici další vhodný signál. Je odvozen z výstupu součtového obvodu a v podstatě je to zesílený a invertovaný signál, který je k dispozici na špičce *14* pro ovládání S-metru. Na špičce *15* je tedy k dispozici ss napětí, které je tím menší, čím větší je úroveň vstupního vf signálu. Toto napětí se vně IO, přes P_1, R_2 přivádí na špičku *13.* Nastavením P_1 lze nastavit prahovou úroveň signálu, při které spíná šumová brána a nf výstupní signál prochází na špičku *7.* Nastavování prahové úrovně trimrem je mj. nutné i proto, že muting musí přepínat při velmi malých úrovních vstupního signálu (řádu μV), kdy součtový obvod v podstatě využívá pouze signálu z výstupu koincidenčního detektoru – velikost napětí U_{15} závisí proto na konkrétním provedení fázovacího článku. Samozřejmě, že důvodů pro individuální nastavení prahu šumové brány je mnohem více.

Význam zbývajících externích prvků na obr. 63 je už jistě zřejmý. Elektrolytické kondenzátory zajišťují potřebné časové konstanty jednotlivých obvodů. Kondenzátor C_{10} na špičce *4* filtruje signálovou nf složku na proudovém indikátoru rozladění. Obdobně filtruje a příslušnou časovou konstantu ovládacího napěťového signálu na vstupu Schmittova obvodu šumové brány tvoří i kondenzátor C_3 na špičce *13.* Filtrován musí být pochopitelně i výstup regulačního zesilovače AFC, viz C_{12} na špičce *5.* Prvky R_5, C_{11} vhodně upravují časový průběh odezvy a účinnosti šumové brány. Zatímco C_{11} zajišťuje plynulé, spojité změny úrovně nf signálu při přechodech mezi aktivním a pasívním režimem brány, odpor R_5 umožňuje zmenšit potlačení nf signálu v případě, kdy je muting aktivní. Pak je možné (zeslabeně) sledovat i signály takových vysílačů, jejichž signál je pod trimrem P_1 nastavenou



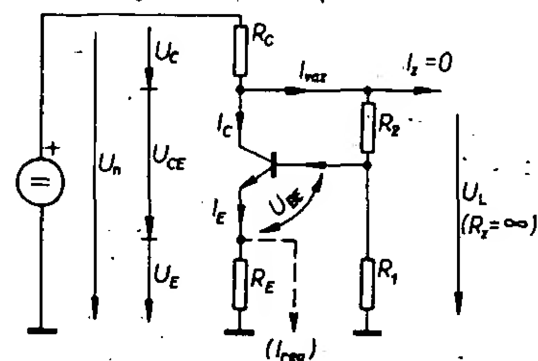
Obr. 64. Zapojení mf zesilovače dílu FM přijímače RS 5001

prahovou úrovní. To umožňuje interní emitorový rezistor T_{11} (obr. 62). Není-li R_5 použit, je útlum těchto signálů tak velký (> 60 dB), že jsou na špičce *7* úplně potlačeny. K ručnímu vypínání šumové brány je možno, podobně jako pro vyřazení funkce AFC-Computer, použít jednoduchý spínač S_{mut}. Představu o možnostech praktického využití obvodu A225D doplní a upřesní schéma mf dílu přijímače RS 5001, obr. 64.

Zapojení mf zesilovače a detektoru FM RS 5001

Z obr. 64 vidíme, že celé zapojení tohoto poměrně velmi jakostního dílu je velmi jednoduché. Lineární část s tranzistorem T_1 nevyžaduje komentář, plně vyhovuje s ohledem na kvalitní jednotku VKV (obr. 53), vybavenou vlastní regulací zisku. Využití a ošetření obvodu A225D je klasické. K případnému ručnímu vypínání funkcí muting a AFC-Computer slouží tlačítka na čelním panelu přijímače. Fázovací obvod koincidenčního detektoru využívá nejjednoduššího možného zapojení, s nímž se na základě vlastních zkušeností plně ztotožňuji. Demodulovaný nf signál ze špičky *7*, zesílený v obvodu tranzistoru T_2 s emitorovou kompenzací přeslechů, prochází dolní propustí *LC* s mezním potlačením přenosu na kmitočtu 3.38 = 114 kHz (omezení rušení stereofonního příjmu sousedními stanicemi) na stereofonní dekodér A290D v klasickém zapojení [16]. Dekódované signály obou kanálů L, P procházejí po deemfázi dvojicí aktivních nf filtrů s tranzistory T_4, T_5. Jejich přenosová charakteristika je příslušnými odporovými trimry nastavována na minimum při 19 kHz. Výstupní signál pro S-metr s dynamikou přes čtyři dekády je indikován nezakresleným 7místným displejem LED, využívajícím obvodu A277D.

Zvláštní pozornost zasluhují obvody AFC, proto je ve spodní části schématu zapojení zdroje ladicího napětí. Jeho první část (T_6, T_7, T_8), na naše poměry řešená poměrně těžkopádně, představuje základní napěťový stabilizátor +30 V. Toto napětí slouží jednak přímo pro ladění varikapů dílu AM (obr. 50), jednak jako referenční normál U_{ref} pro kombinovaný regulační obvod ladění + AFC dílu VKV. Tento obvod, tvořený druhou částí zdroje (T_9, T_{10}), je naopak řešen velmi vtipně. V podstatě je to konverzní obvod $\Delta I/\Delta U$, umožňující vhodně přizpůsobit univerzální proudový výstup AFC obvodu A225D (špička *5*) k ovládání AFC vstupní jednotky VKV. Pro základní představu o funkci tohoto neobvyklého a praktického zapojení se pokusme o jeho rozbor (náhradní schéma je na obr. 65).



Obr. 65. Zjednodušené náhradní schéma činnosti regulačního obvodu

Zanedbáme-li pro přehlednost vliv napětí U_{BE} a uvažujeme idealizovaný tranzistor ($I_B \to 0$, $\beta \to \infty$), umožňující předpokládat $I_C = I_E$, $I_C \gg I_{vaz}$, platí při nezatíženém výstupním obvodu rovnosti

$U_C = I_C R_C$ a $U_E = I_C R_E$, tj. $U_C/U_E = R_C/R_E$,

nezávisle na absolutních hodnotách R_C, R_E. Pro určité napájecí napětí U_n a zvolený poměr R_C/R_E jsou absolutní hodnoty U_C, U_E a tím i výstupní napětí U_L určeny přenosem zpětnovazební smyčky, tvořené děličem R_1, R_2. Protože vždy platí

$$U_L = U_N - U_C \text{ a } U_C = U_E R_C/R_E,$$

$$U_L = U_N - U_E R_C/R_E.$$

Dosazením úměry $U_E = U_L R_1/(R_1 + R_2)$, vyplývající z funkce zpětnovazební smyčky, lze pro výstupní napětí U_L odvodit vztah

$$U_L = U_N / \left(1 + \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot \frac{R_C}{R_E}\right).$$

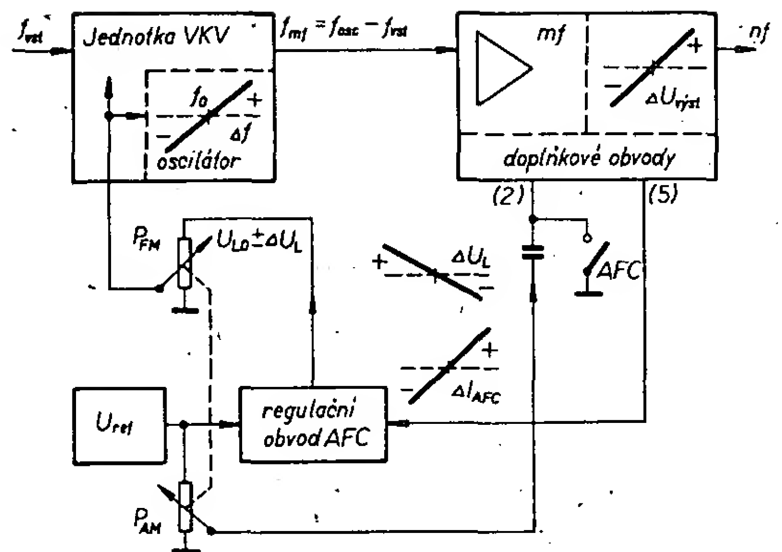
Bude-li vstupní napětí konstantní, tj. $U_N = U_{ref}$, bude konstantní i U_L. Zavedeme-li však do emitorového obvodu regulační smyčky proud I_{reg} (obr. 65 čárkovaně), lze jím proporcionálně ovládat velikost výstupního napětí U_L. Obvod tedy pracuje jako proudově/napěťový převodník, jehož pracovní strmost $\Delta U_L/U_{L0} = f(\Delta I_{reg})$ lze ovládat volbou poměru základních proudů I_{reg0}/I_{C0}.

Regulačním proudem je v obr. 64 proud I_{AFC}, zaváděný do emitorového obvodu T_{10} ze špičky *5* obvodu A225D. Tranzistor T_9, v náhradním schématu neuvažovaný, odstraňuje nutnost velkého poměru $I_C : I_{vaz}$ a současně umožňuje výkonově zatížit výstupní obvod proudem I_L. Časová konstanta regulační smyčky je dána rezisto-

rem 12 kΩ a kondenzátorem 100 μF v emitorovém obvodu T_{10}.

Z činnosti regulačního obvodu lze odvodit i činnost celé smyčky AFC. Už proto, že ani v katalogu RFT není smysl proudové odchylky I_{AFC} jako funkce smyslu rozladění f_{mf} uveden. Vyjděme z blokového schématu na obr. 66 a předpokládejme, že celý přijímač je nesprávně naladěn např. tak, že oscilátor jednotky VKV kmitá poněkud „výš", než vyžaduje přesné nastavení na sledovaný vysílač. To znamená, že skutečný střední mf kmitočet $f_{mf} = f_{osc} - f_{vst}$ bude také mírně vyšší než 10,7 MHz. Začne-li nyní působit AFC, bude počáteční proud I_{AFC} poněkud větší než jeho základní velikost při vypnutém AFC nebo přesném naladění. Tím se poněkud zmenší emitorové napětí T_{10} a tedy i ladicí napětí U_L. Kmitočet oscilátoru se tedy snižuje, smyčka jej neustále řídí tak, aby se co nejvíce přiblížil k žádanému $f_{osc} = f_{vst} + 10{,}7$ MHz.

Všimněme si, že k ovládání automatiky zapínání/vypínání AFC se používá již popsaná metoda. Potřebné změny ss napětí vznikají na běžci souběžně laděného potenciometru dílu AM, který pracuje mimo regulační smyčku AFC. Tak je jednoduše



Obr. 66. Blokové schéma regulační smyčky AFC

zajištěn ideální aperiodický průběh odezvy smyčky bez jakýchkoli zákmitů.

Na tomto místě již musíme teoretickou část příspěvku uzavřít. Jejím hlavním cílem bylo přimět začínající nebo nespecializované čtenáře k hlubšímu zamyšlení nad koncepčními problémy konstrukce rozhlasového přijímače, k úsilí o získání určitého názoru na požadavky na jeho jednotlivé funkční bloky a jejich vzájemné souvislosti. Předpokládal jsem, že většina čtenářů AR má alespoň základní znalosti v této oblasti. Na ně jsem se snažil navázat rozborem vnitřní struktury vlastností a příkladů využití obvodů A244D a A225D, tvořících „grunt" navazující praktické konstrukce. Měly by tak být vytvořeny předpoklady k úspěšné práci i těch čtenářů, kteří teoretickým rozborům příliš neholdují a nemají zatím ani zvláštní praktické zkušenosti. Je však třeba zdůraznit, že pro začátečníky tato poměrně rozsáhlá konstrukce určena není.

KONSTRUKČNÍ ČÁST

Amatérský monofonní přijímač AM/FM

Jak jsem již uvedl, budeme se zabývat konstrukcí kompletní vf části jakostního přijímače AM/FM v monofonním provedení. Na rozdíl od ostatních stavebních návodů v AR tedy nevycházíme vstříc stereofonním nadšencům, ale naopak těm, kteří si chtějí poměrně levně postavit a používat přijímač se slušnými parametry ve všech vlnových pásmech. Nebudeme tedy těžit ze stereofonie, ale z toho, co mnozí odborníci označují za její největší přínos, tj. z důrazu na jakost dílčích obvodů a tím i přijímače jako celku (obecné zlepšení citlivosti, reálné selektivity, výkonové rezervy nf části s nepatrným zkreslením atd.). Domnívám se, že takto koncipovaný přijímač má stále nárok na existenci a že vhodně doplní mezeru mezi levnými „kuchyňskými" přijímači a poměrně drahými stereofonními přijímači průměrných vlastností na našem trhu. O tom, zda mu předkládané řešení vyhovuje nebo ne, se musí ovšem rozhodnout každý sám.

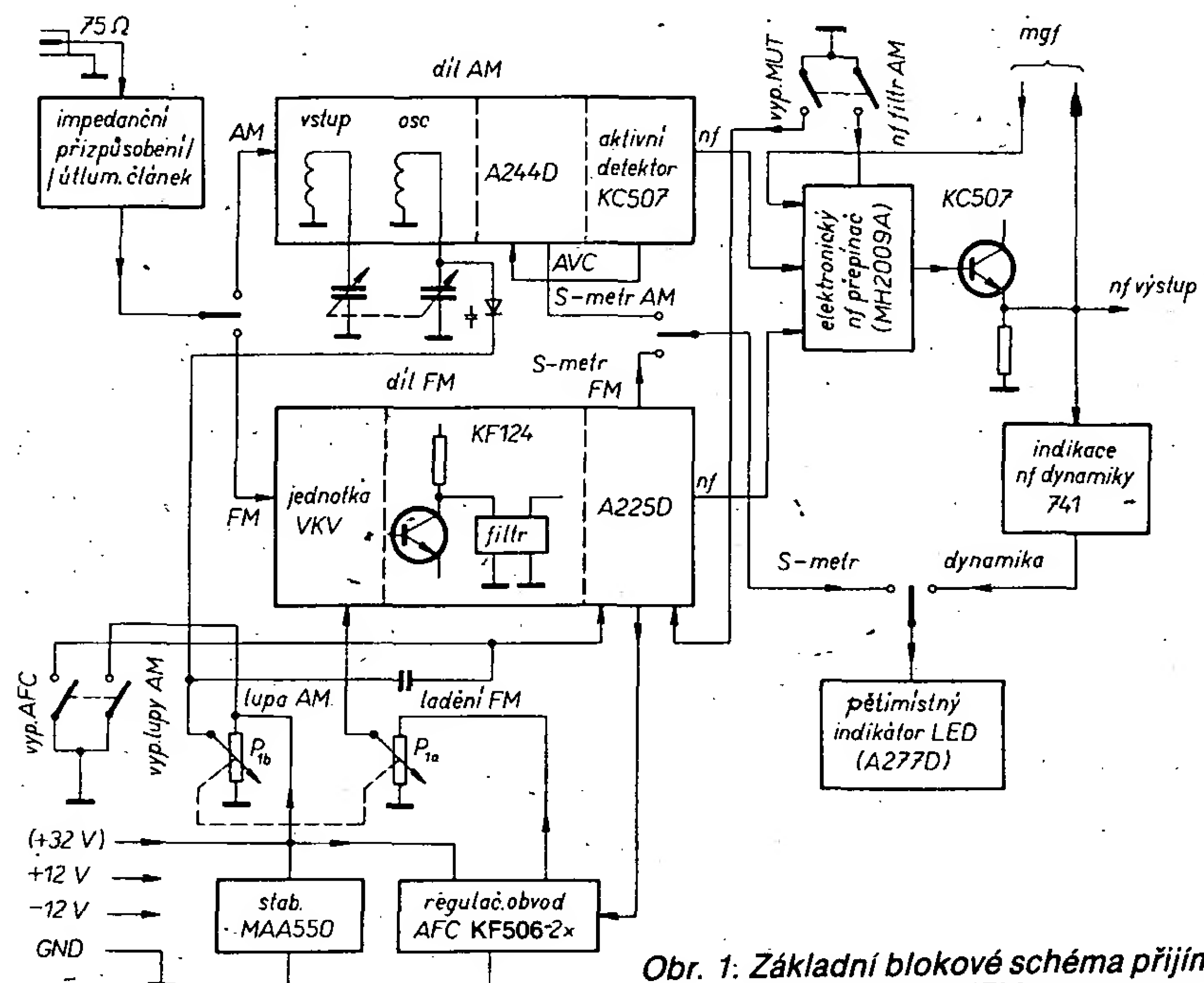
Blokové schéma

Přejděme přímo k popisu a zdůvodnění koncepce celého přijímače (obr. 1). Díl AM je řešen pro tři vlnové rozsahy, KV1, KV2 a SV. Krátkovlnné rozsahy „rozumně" pokrývají nejzajímavější pásma (25, 31, 41 a 49 m) a splňují požadavky pohodlného ladění na jedné a požadavky na optimální využití klasické směšovací koncepce s nízkým mf kmitočtem na druhé straně. K ladění se ve všech rozsazích AM používá dvojitý ladicí kondenzátor. Od víceméně standardního zapojení dílu AM se liší pouze aktivní tranzistorový detektor AM.

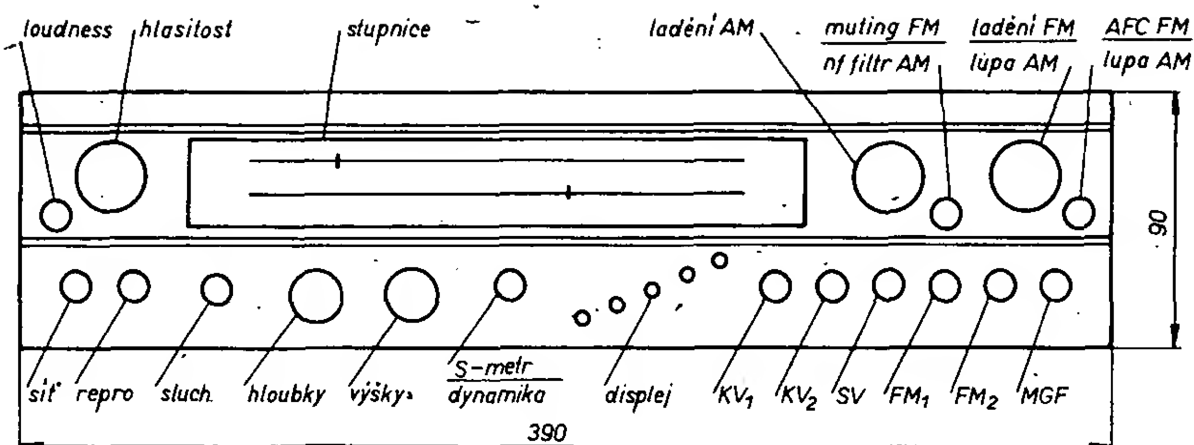
Problémy amatérské stavby kombinovaných několikarozsahových přijímačů AM/FM jsou zřejmé jak v mechanické, tak technologické oblasti. Jedním z důvodů, proč se na stránkách AR s obdobnými konstrukcemi vůbec nesetkáváme, je jistě nedostupnost obdoby cívkových souprav z minulých let, včetně příslušné radioelektronické „bižuterie". Proto slouží v popisovaném přijímači k přepínání rozsahů běžná tlačítková souprava Isostat. Tlačítka jsou jednou stranou zapájena do základní desky s plošnými spoji, z druhé strany je k nim opět pájením upevněna deska s plošnými spoji cívkové soupravy AM. Toto řešení se osvědčilo jak z hlediska elektrických parametrů, tak robustnosti, spolehlivosti a přehlednosti konstrukce.

Pásmo FM je rozděleno do dvou samostatných pásem, volitelných tlačítky FM1 (OIRT) a FM2 (CCIR). K plynulému ladění se používá tandemový potenciometr. Jeden díl potenciometru mění ladicí napětí pro jednotku VKV, druhý se používá jednak pro automatiku AFC, jednak k ovládání kmitočtové lupy v pásmech AM.

Problémem, na němž závisí v současné době úspěch stavby přijímače FM, je především konstrukce jednotky VKV. Aby byla stavba přijímače vhodná pro co nejširší okruh čtenářů, rozhodl jsem se použít předladěnou tovární jednotku TESLA. Cena tohoto solidního výrobku (používá se např. v přijímači Soprán) je asi 300 Kčs; domnívám se, že možnost získat snadno tuto (nebo jinou podobnou) vstupní jednotku činí vývoj a konstrukci jednotky s tuzemskými tranzistory zcela neúčelnými. Mf díl využívá obvodu A225D, mf selektivitu zajišťuje jakostní filtr SFW10,7MA (získaný z inzerce v AR). Jednoduchý stabilizátor ladicího napětí je osazen MAA550, k ošetření AFC slouží tranzistorový konverzní obvod. Kontakty tlačítek FM1, FM2 a MGF se používají

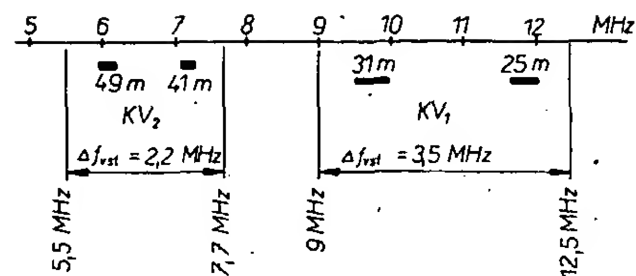


Obr. 1. Základní blokové schéma přijímače AM/FM

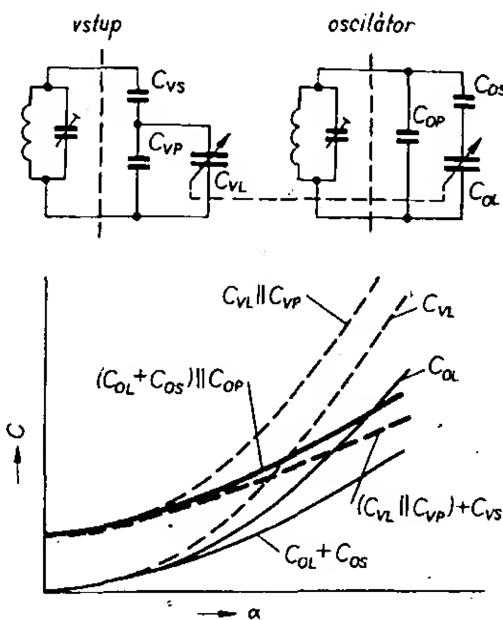


Obr. 2. Ovládací prvky a jejich předpokládané rozmístění na panelu přijímače

Obr. 3 je na str. 190



Obr. 5. K výběru rozsahů KV1, KV2



Obr. 6. Princip zapojení, použitého k úpravě souběhu na rozsazích KV a zjednodušené znázornění vlivu jednotlivých prvků

jednak k přepínání rozsahů a jednak slouží k vytvoření logického pole, ovládajícího především přepínání nf kanálů (AM, FM, MGF) elektronickým přepínačem MH2009A. Logické kontaktové pole se dále používá i k přepínání napájecích napětí a pomocných funkcí. MH2009A je využit i k ovládání pasívního šumového filtru *RC* pro příjem v pásmech AM.

Přijímač je dále vybaven pětimístným displejem LED k indikaci funkcí S-metr, nf dynamika. Indikátor se skládá z MAA741 a A277D.

Celý přijímač je postaven na desce s plošnými spoji. Po doplnění přijímače nf zesilovačem a dynamickým reduktorem šumu bude jeho čelní panel uspořádán podle obr. 2. Tlačítka přepínače rozsahů jsou stejně jako tlačítko volby módu displeje (S-metr/dynamika) na desce s plošnými spoji. Sdružená tlačítka k přepínání přibližně srovnatelných funkcí pro pásma AM i FM (muting/nf filtr, AFC FM/lupa AM) budou včetně displeje připevněna na subpanelu. Ostatní prvky na obr. 2 s nyní popisovaným dílem přijímače přímo nesouvisejí.

Popis zapojení

Začneme dílem AM. Podrobný popis obvodu A244D v předchozím textu umožňuje soustředit se na zajímavé a méně obvyklé obvodové detaily.

Díl AM přijímače (obr. 3) je laděn dvojitým kondenzátorem, jehož sekce mají různou kapacitu (obr. 4). To je výhodné z hlediska souběhu a linearity rozsahu SV, současně však i problémem z hlediska ladění obou rozsahů KV (obr. 5). Relativně velmi malá potřebná přeladitelnost a výhodná kmitočtová poloha KV1 a KV2 se však příznivě promítají v možnosti dosáhnout rovnoměrnosti úrovně a spektrální čistoty signálu oscilátoru, kmitočtové stability a pohodlného ladění i snadného čtení na stupnici. Při dobrém souběhu je zajištěno i přijatelné potlačení zrcadlových signálů. Právě z posledního důvodu je na rozdíl od běžné praxe použito poněkud složitější uspořádání, které i při nesouměrném ladicím kondenzátoru umožňuje v pásmech KV optimalizovat jak vlastní souběh vstupního a oscilátorového obvodu, tak kmitočtový průběh stupnice. Princip zjednodušeně postihuje obr. 6, kapacity vstupního obvodu *LC* jsou kresleny čárkovaně.

Na rozsazích KV jsou potřebné přeladitelnosti f_{max}/f_{min} vstupního i oscilátorového obvodu prakticky shodné, v našem případě navíc poměrně malé. Je proto třeba redukovat nejen příliš velký poměr mezních kapacit obou částí ladicího kondenzátoru, ale i jejich odlišné kapacity při určitém úhlu natočení. Uvažujme nejprve obvod oscilátoru. Přeladitelnost C_{OL} vlivem natočení hřídele lze ovlivňovat sériovým kondenzátorem C_{OS}, viz průběh výsledné kombinace $C_{OL} + C_{OS}$. V praxi je však výhodné optimalizovat sériový kondenzátorem C_{OS} především průběh (linearitu) stupnice. Přeladitelnost pak v zásadě určuje paralelní souběhový kondenzátor C_{OP} (viz obrázek).

Vstupní díl ladicího kondenzátoru s větší strmostí změny kapacity i s větší mezní kapacitou je využit poněkud odlišně. K ladicí kapacitě C_{VL} je nejprve paralelně připojen kondenzátor C_{VP}. Všimněme si, že zatímco sériový kondenzátor v obvodu oscilátoru ovlivňuje průběh výsledné kapacity ladicího kondenzátoru především při větších úhlech natočení hřídele, paralelní souběhový kondenzátor C_{VP} upravuje průběh kapacity výsledné kombinace $C_{VL}\|C_{VP}$ především při malých úhlech natočení. Přeladitelnost pak zásadním způsobem určuje sériový kondenzátor C_{VS}.

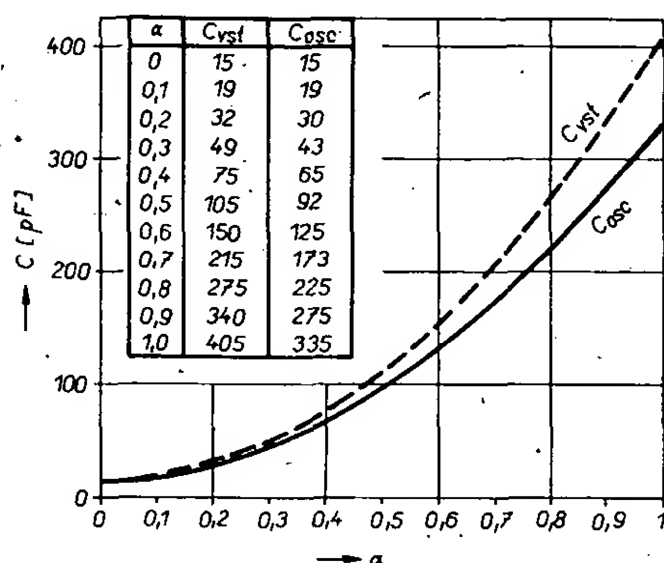
Zatímco volbou kapacity kondenzátorů C_{OS}, C_{OP} ovlivňujeme především linearitu stupnice přijímače, optimalizací C_{VP}, C_{VS} zajišťujeme co nejlepší souběh vstupního a oscilátorového obvodu. V praxi je třeba usilovat o vhodný kompromis. K volbě souběhových prvků nelze však přistupovat v žádném případě experimentálně. Pro naši potřebu jsem odvodil jednoduchou graficko-početní metodu, založenou na postupné optimalizaci souběhu. V první fázi je optimalizována závislost kmitočtu oscilátoru na úhlu α natočení hřídele kondenzátoru tak, aby bylo dosaženo esovité, symetrické funkce s pokud možno minimální mezní odchylkou od její lineární aproximace. Pak v několika navazujících krocích se vyhledá optimální přizpůsobení souběhu vstupního obvodu. Uvedeným způsobem zjištěné a prakticky ověřené kapacity souběhových kondenzátorů jsou na obr. 3.

Anténní vazba vstupních obvodů KV je volná, s malou impedancí, se vzestupným převodem. Její užití je založeno na malé poměrné přeladitelnosti obou rozsahů KV. Vazební cívky pro přizpůsobení symetrického vstupu A244D jsou těsně na studeném konci L_{rez}.

Provedení cívek pro KV je na obr. 7. Východiskem ke stanovení transformačních poměrů jednotlivých vinutí byly základní parametry A244D včetně vnitřní struktury obvodu a odhadnutá Q_0 (návrh se podobá návrhu Meissnerova oscilátoru). Praktická optimalizace pak spočívá ve snaze dosáhnout minimálního tvarového zkreslení signálu oscilátoru na vývodu *5* A244D při zhruba konstantní efektivní úrovni (asi 150 až 250 mV), pokud možno nezávislé na poloze ladicího kondenzátoru.

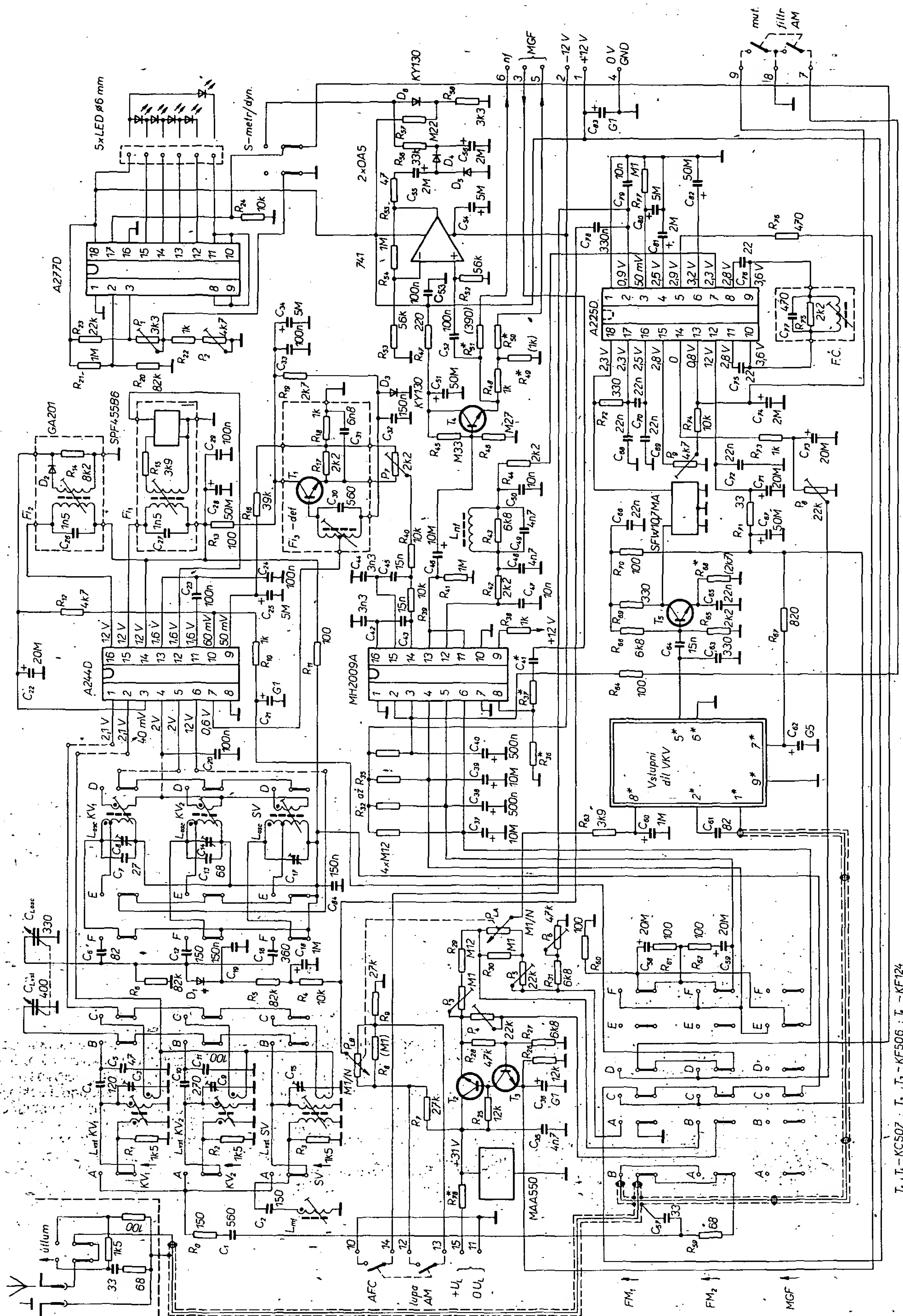
Cívky středovlnného rozsahu jsou na obr. 8. U vstupního obvodu je použita obvyklá volná indukční vazba s velkou impedancí. Ke zlepšení již tak velmi dobrého potlačení signálu mf kmitočtu je navíc v pásmu SV použit odlaďovač mf (L_{mf}, C_1).

Všechny cívky a příslušné kondenzátory (vst/osc) jsou upevněny na pomocné desce s plošnými spoji, tvořící nosnou část cívkové soupravy, která je uchycena pájením k horním vývodům tlačítek přepínače rozsahů. Na základní desce s plošnými spoji jsou z prvků laděných obvodů pouze ladicí kondenzátor a doladovací kapacitní trimry. Jak do základní, tak do pomocné desky jsou zapájeny pouze potřebné kontakty přepínačů (tlačítek),

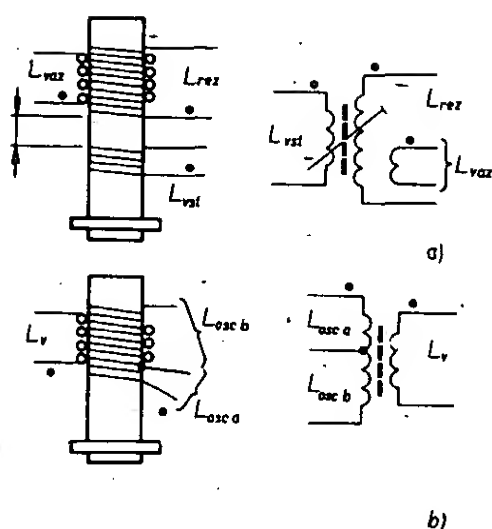


α	Cvst	Cosc
0	15	15
0,1	19	19
0,2	32	30
0,3	49	43
0,4	75	65
0,5	105	92
0,6	150	125
0,7	215	173
0,8	275	225
0,9	340	275
1,0	405	335

Obr. 4. Průběh kapacit C_{vst}, C_{osc} ladicího kondenzátoru 1PN 705 57 (včetně kapacit přívodů – 8 pF)



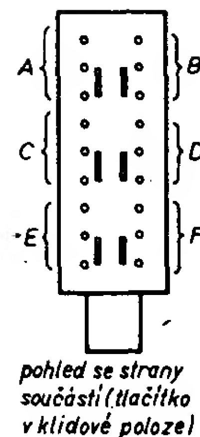
Obr. 3. Celkové schéma zapojení přijímače AM/FM



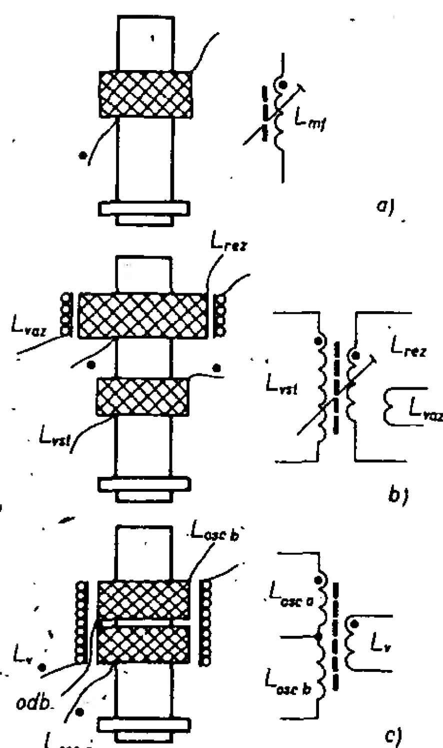
Vstupní cívky	KV_1	KV_2
L_{vst}	4z, ø0,15 CuL	5z, ø0,15 CuL
L_{rez}	19z, ø0,25 CuL	28z, ø0,25 CuL
L_{vaz}	5z, ø0,15 CuL	6z, ø0,15 CuL
mezera l	3,5 mm	2,5 mm

Cívky oscilátoru	KV_1	KV_2
$L_{osc\,a}$	5z, ø0,15 CuL	7z, ø0,15 CuL
$L_{osc\,b}$	11z, ø0,25 CuL	17z, ø0,25 CuL
L_v	6z, ø0,15 CuL roztaženo po celé délce L_{osc}	7z, ø0,15 CuL těsné vinutí ve středu L_{osc}

Obr. 7. Provedení cívek pro KV1 a KV2. U vstupních cívek L_{vaz} vinout od „studeného" konce L_{rez}. Všechna vinutí mají stejný smysl; s výjimkou L_v oscilátoru KV1 jsou vinuta těsně závit vedle závitu



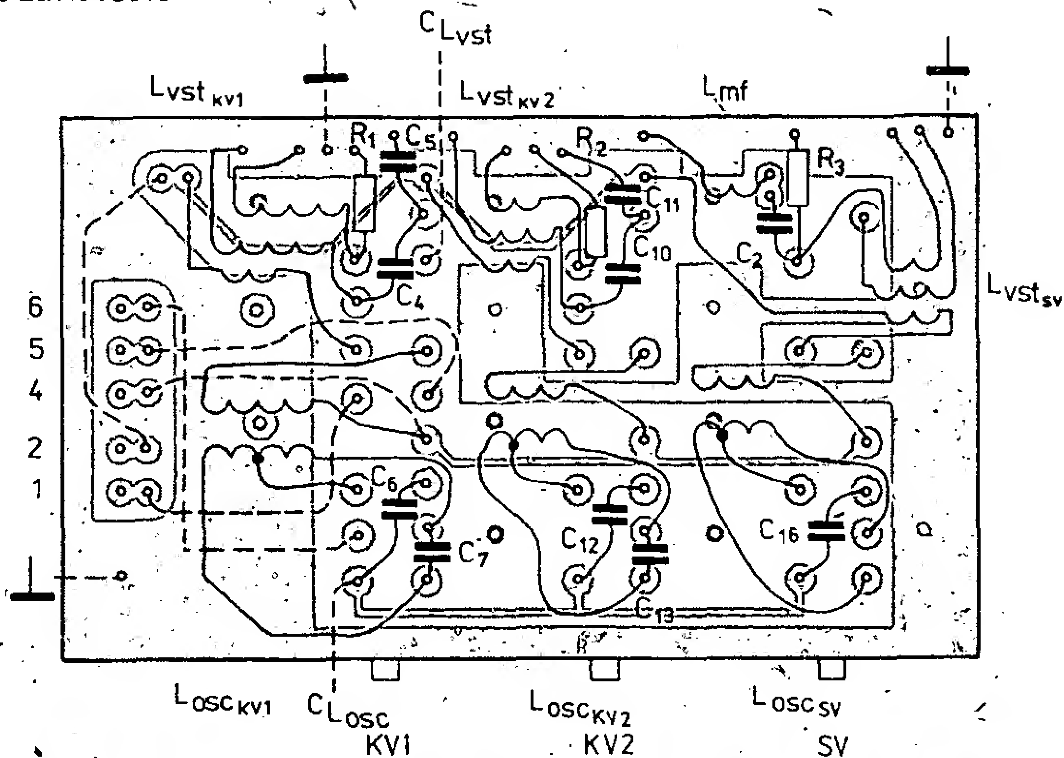
Obr. 11. Pracovní označení přepínacích sekcí tlačítek cívkové soupravy (KV1 a 2, SV, FM1 a 2, MGF)



L_{vst}	300z, ø0,1 CuS+H	550 μH
L_{rez}	130z, vf lanko	130 μH
L_{vaz}	15z, ø0,2 CuS válcově, ve 3 vrstvách	/

$L_{osc\,a}$	80z, ø0,1 CuS+H	35 μH
$L_{osc\,b}$	80z, ø0,1 CuS+H	35 μH
L_v	20z, ø0,2 CuS těsné válcové vinutí v jedné vrstvě	/

Obr. 8. Cívky pro SV; a) cívka mf odlaďovače, L_{mf}, vinutí křížové šířky 4 mm, 300 z drátu o Ø 0,1mm CuL+H, indukčnost (orientačně) bez jádra asi 550 μH; b) L_{vst} SV, c) L_{osc} SV, cívky L_{osc} a $L_{osc\,b}$ těsně vedle sebe, odbočka vytvořena jejich sériovým spojením. Všechna vinutí mají stejný smysl, šířka křížově vinutých cívek je 4 mm, indukčnosti cívek jsou orientační a platí pro cívky bez jádra

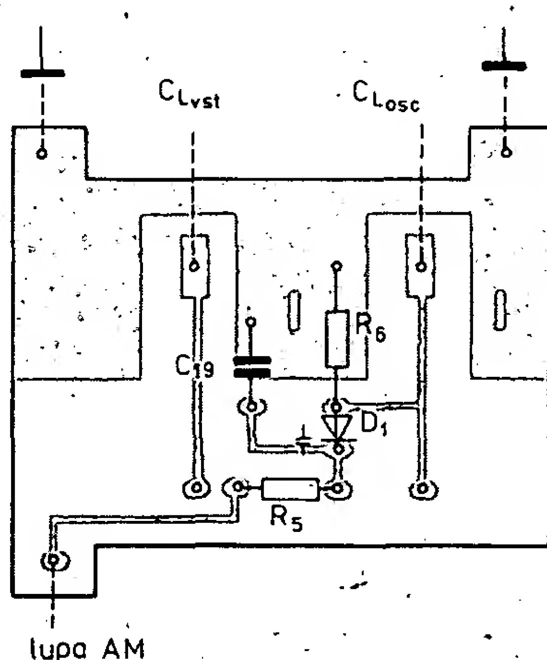


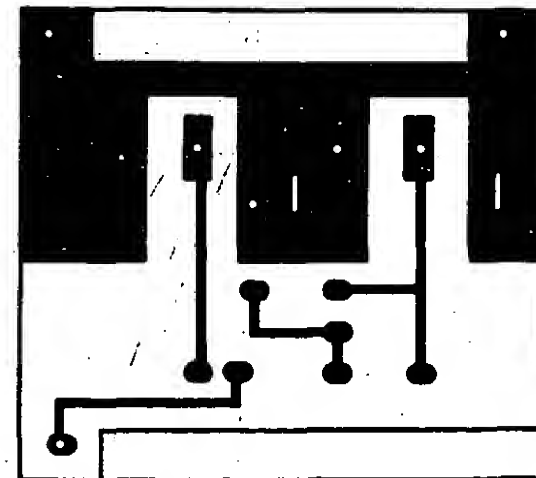
ostatní jsou odštípnuty (obr. 9, 10, 11 a 12).

Je užitečné všimnout si blíže způsobu přepínání vlnových rozsahů. Všechna tlačítka na obr. 3 jsou zakreslena ve vypnuté poloze. Jednotlivé přepínací sekce tlačítek jsou jak v elektrickém, tak montážním schématu označeny pro lepší orientaci písmeny A až F. Anténní signál AM je paralelně rozváděn na horní konce přepínacích sekcí A. Nejsou-li tlačítka KV1, KV2 nebo SV vybavena, jsou vždy živé konce příslušných cívek L_{vst}, L_{rez} vzájemně propojeny a obě cívky jsou tlumeny rezistory R_1 až R_3, což umožňuje redukovat parazitní rezonance právě nezapojených vstupních obvodů *LC*. Ladicí kondenzátor se k rezonančním obvodům jednotlivých rozsahů připojuje sériovým zapojením sekcí B tlačítek. Kontakty sekcí C připojují příslušná vazební vinutí na symetrické vstupy *1, 2* A244D. Zbývající tři sekce na každém z tlačítek AM přepínají oscilátor. Sekce F zajišťuje připojení C_{Losc} k příslušnému rezonančnímu obvodu, ostatní nevybavené a tudíž parazitní obvody *LC* jsou přitom vždy sekcemi F tlačítek zkratovány. Sekcemi E se připojují k A244D odbočky L_{osc}, sekce D připojují živé konce oscilátorových vazebních vinutí na vývod *5* obvodu A244D.

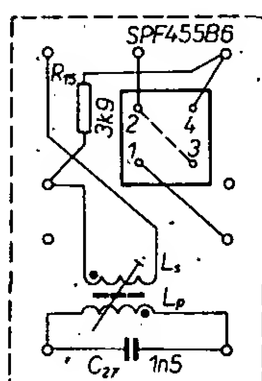
S obvodem oscilátoru přímo souvisí i pomocná deska s plošnými spoji, připá-

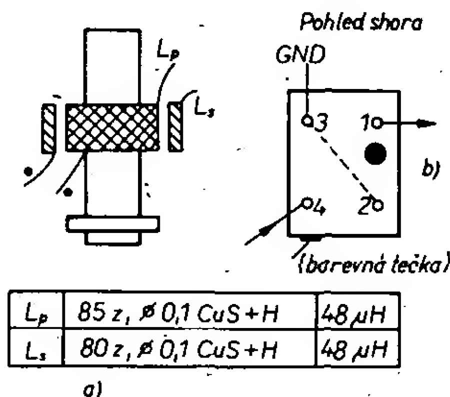
Obr. 12. Desky s plošnými spoji cívkové soupravy a ladicího dílu AM (lupa AM) (skutečná velikost) a jejich osazení součástkami (desky S211, S212). Součástky pájeny ze strany spojů!





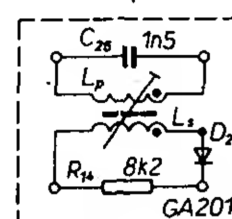
Obr. 9. Deska s plošnými spoji přijímače S210 (zmenšeno), skutečný rozměr 230×215 mm

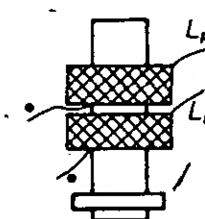




Obr. 13. Provedení filtru Fi_1 (a) a zapojení vývodů filtru SPF455B6 (modré pouzdro, zelená zálivka). K a): L_s na L_p, obě křížově, šířka vinutí 4 mm, pohled na filtr ze strany součástek, celý filtr Fi_1 v krytu

jená na vývody ladicího kondenzátoru. Na ní je umístěn obvod lupy AM k jemnému dolaďování v pásmech KV. Lupa se vypíná tlačítkem AFC FM/lupa AM na panelu přijímače, které zkratuje konce potencio-





L_p	85 z, ⌀ 0,1 CuS+H	48 μH
L_s	85 z, ⌀ 0,1 CuS+H	48 μH

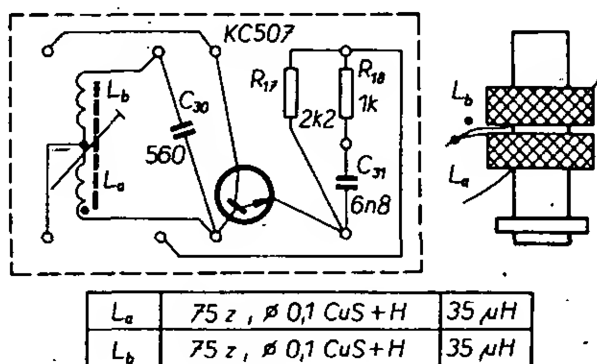
Obr. 14. Filtr Fi_2 doplňkové regulace AVC_{vf}. Obě vinutí těsně vedle sebe, šířka každého 4 mm

Obr. 10. Deska s plošnými spoji, osazená součástkami

metru P_{LB}. Při $R_7 = R_9$ je kmitočet oscilátoru při vypnuté lupě shodný s kmitočtem při nastavení běžce P_{LB} do středu odporové dráhy. Ladicí rozsah lupy, který je v obou pásmech KV zhruba stejný, závisí do určité míry na poloze ladicího kondenzátoru a může být upraven změnou odporu rezistoru R_8. Lupa AM je účinná i na SV.

Na obr. 13 je filtr soustředěné mf selektivity AM (Fi_1). Po praktickém ověření několika typů piezoelektrických mf filtrů, dostupných v NDR a v našich opravnách, bylo navrženo zapojení Fi_1 pro filtr SPF455B6. Selektivním měřením rozmítačem bylo zjištěno, že kromě velmi dobrých elektrických parametrů je velkou předností tohoto filtru i to, že se při slaďování vystačí s běžným signálním generátorem, což již nelze říci o filtru SPF455A6.

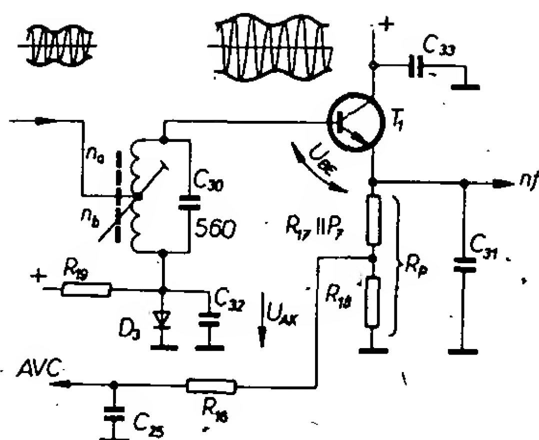
Jednoduchý je i filtr Fi_2 pro doplňkovou regulaci AVC_{vf} (obr. 14).



L_a	75 z, ⌀ 0,1 CuS+H	35 μH
L_b	75 z, ⌀ 0,1 CuS+H	35 μH

Obr. 15. Filtr Fi_3 a součástky detektoru AM. Obě cívky křížově, těsně vedle sebe, vinutí stejný smysl, odbočka určena sériovým propojením

Pozornost zasluhuje zapojení detektoru (celý je v krytu filtru Fi_3, obr. 15). Náhradní schéma detektoru (vychází z velmi účinné regulace zisku A244D) je na obr. 16. Přechod BE tranzistoru T_1 pracuje jako „aktivní" dioda, protože $I_E \doteq \beta / I_B$. Obvodem R_{19}, C_{32}, D_3 je T_1 nastaven těsně na práh lineárního režimu. Díky proudovému zesílení bylo možno volit malý pracovní odpor detektoru ($R_{17} \| (P_7 + R_{18})$) a proto i z hlediska zkreslení žádoucí velké poměry $R_{nf} \gg R_p \ll R_{AVC}$. Aby bylo dále potlačeno zkreslení, vyplývající z nelinearity V/A charakteristiky T_1, je využito i možnosti zvětšit úroveň signálu



Obr. 16. Zapojení detektoru AM

AM na vstupu detektoru (odpovídá $p = 1+n_a/n_b$). Poměr n_a/n_b byl s přihlédnutím k závěrnému napětí T_1 zvolen malý, zhruba 1. To však při účinné regulaci zisku A244D a hloubkách modulace $m \leqq 80$ % zcela postačí. Další výhodou je to, že ve srovnání s klasickým diodovým detektorem je demodulované nf napětí zhruba dvojnásobné a zhruba rovné výstupnímu napětí detektoru FM. Aby byl zachován optimální pracovní režim A244D, je pracovní odpor detektoru rozdělen na dva rezistory, R_{16} k zavedení základního AVC je zapojen do středu obou pracovních rezistorů detektoru. Při tomto uspořádání stačí zajistit, aby zhruba platila rovnost $n_a/n_b = (R_{17}\|P_7)/R_{18}$, v našem případě musí být tedy oba poměry rovny zhruba jedné. Zapojení detektoru se v praktickém provozu velmi osvědčilo. Je pouze nutné zajistit dokonalé vf blokování kolektoru T_1, jinak hrozí nebezpečí intenzívního kmitočtového rušení.

Demodulovaný nf signál je k dispozici na běžci P_7.

Konstrukce dílu FM je ve srovnání s AM jednodušší. Kromě mimořádně dobrých aplikačních vlastností A225D má na tom značný podíl i použití tovární, předladěné jednotky VKV. Její schéma je na obr. 17, bližším popisem se zabývat nebudeme, v případě potřeby jistě nebude příliš obtížné sehnat její technickou dokumentaci. Před jejím umístěním na desku s plošnými spoji je však třeba udělat dvě drobné úpravy: nejprve vypájíme varikap D_5, KB105G, z obvodu klasického AFC a nahradíme jej kondenzátorem 6,8 pF. Tato úprava mj. vylučuje potřebu stabilizovat napájecí napětí jednotky. Varikap použijeme v obvodu lupy AM. Druhou úpravou je náhrada C_{26}, 100 pF, kondenzátorem 82 pF.

Na výstup mf filtru jednotky VKV navazuje jednoduchá lineární část mf zesilovače s T_5, KF124. Mf selektivitu zajišťuje jakostní čtyřobvodový filtr Murata, SFW10,7MA.

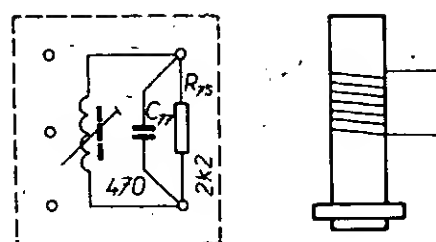
K zapojení obvodu A225D jistě není třeba komentáře, výjimkou je fázovací článek (obr. 18).

Výstup demodulovaného signálu z vývodu *7* je připojen na filtr *RLC* (deemfáze + dolní propust) s mezním potlačením přenosu na pilotním kmitočtu 19 kHz. Ostrý pokles přenosu článku v oblasti blízké meznímu nf kmitočtu 15 kHz ve srovnání s klasicky řešenou deemfází účinně potlačuje šumový balast. Potlačení pilotního signálu atd. je současně velmi užitečné z hlediska jakostních nahrávek signálů FM na magnetofon. Protože ve srovnání s obdobným zpracováním dekódovaného stereofonního signálu jsou požadavky na filtr výrazně mírnější, mohla být jeho přenosová charakteristika řešena jako vhodný kompromis mezi útlumem na 19 kHz (asi −18 dB vůči klasické deemfázi *RC*) a zkreslením odezvy impulsního signálu.

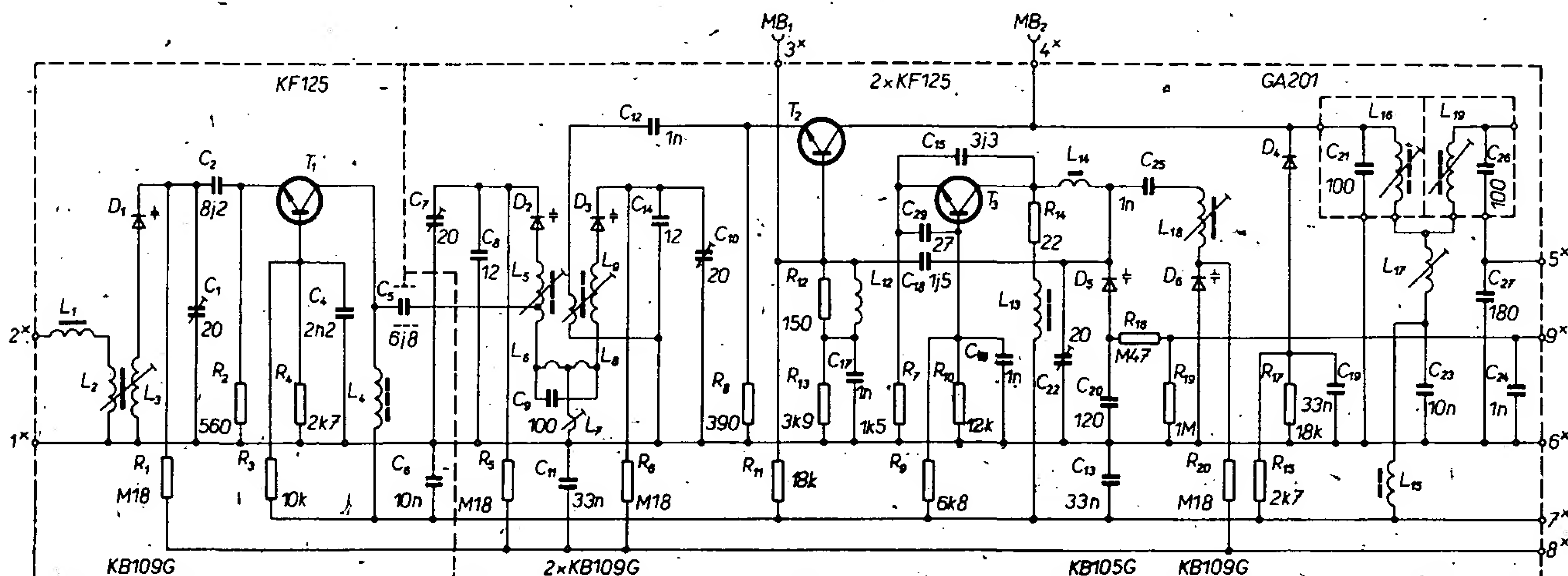
Ke stabilizaci ladicího napětí pro díl VKV je použit levný monolitický stabilizátor MAA550. Regulační obvod AFC tvoří tranzistory T_2, T_3.

Neobvyklé je užití monolitického šestikanálového spínače P-MNOS MH2009A jako elektronického přepínače nf signálů (AM, FM, MGF, nf filtr AM). Pro názornost je na obr. 19 vnitřní funkce tohoto obvodu: plné čáry označují signálové cesty, čárkované ovládací cesty pro jednotlivé spínače. Každý ze spínačů je sepnut, je-li na jeho ovládací vstup přiloženo napětí $-U_{GS}$. Substrát a tím i katody ochranných Zenerových diod (vývod *9*) jsou k zajištění nezkresleného přenosu velkých signálů spojeny přes R_{38} s kladným napětím +12 V.

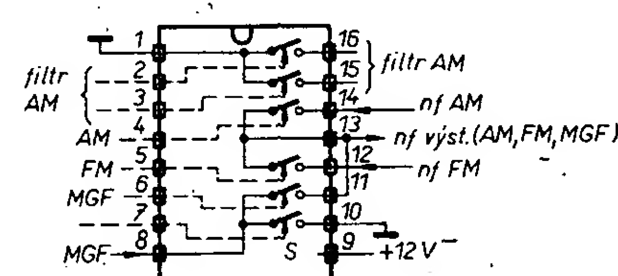
Použití elektronického nf přepínače není výhodné jen z hlediska velkého odstupu nf signálu od hlukového pozadí, ale v zásadní míře ovlivňuje i řešení přepínače rozsahů a tím také odpovídající části desky s plošnými spoji, včetně zjednodušení cívkové soupravy AM. Všimněme si podrobněji právě využití přepínacích sekcí tlačítek FM1, FM2, MGF. Jejich vzájemné kombinace vytvářejí logické funkce, z nichž hlavní jsou na obr. 20. Přepínání napájecích napětí, využívající sekci C, obr. 20a, je první z nich. Není-li vybaveno ani jedno z uvedených tlačítek, je napájen



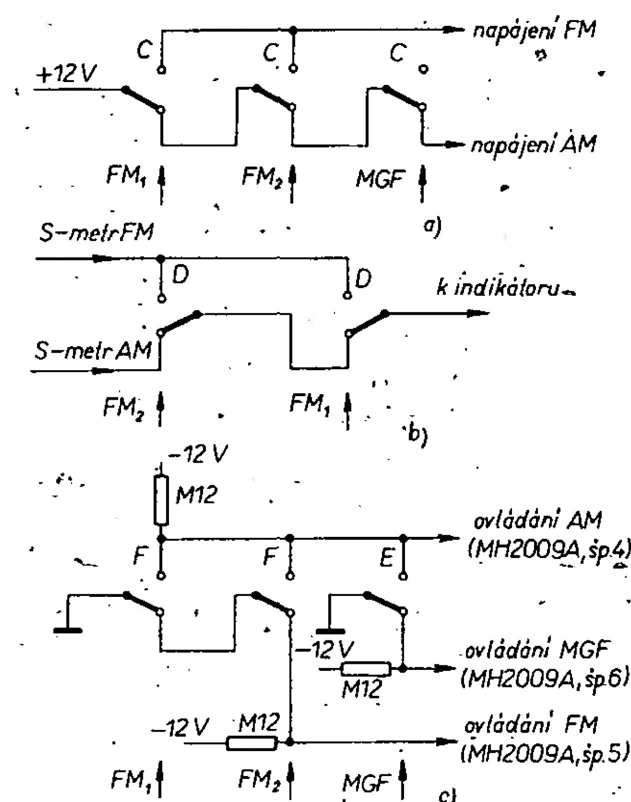
Obr. 18. Fázovací článek pro koincidenční detektor. Cívka má 8 z drátu o ∅ 0,2 mm CuL, mezery mezi závity asi 1 mm



Obr. 17. Zapojení jednotky VKV TESLA 1PB 001 48



Obr. 19. Využití vnitřní struktury MH2009A k přepínání nf signálů



Obr. 20. Některé z funkcí tlačítek FM_1, FM_2, MGF; a) přepínání napájecího napětí pro díl AM a FM, b) zapojení přepínačů S-metru, c) zjednodušené zapojení ovládání elektronického nf přepínače

díl AM. Při stisknutí tlačítka FM1 (nebo FM2) je napájen díl FM, při stisknutí tlačítka MGF není napájen žádný z vf obvodů přijímače. Jednoduché je i přepínání signálů z jednotlivých vývodů A244D (vývod *10*) a A225D (vývod *14*), k indikaci funkce S-metr. To zajišťují sekce D přepínačů FM1, FM2 (obr. 20b). Sekce A_{FM1} a B_{FM2} ovládají přepínání rozsahů VKV. Není-li vybaveno žádné z tlačítek FM nebo MGF, je výstup přepínače (vývody *11*, *13* obvodu MH2009A, obr. 20c) samočinně přiřazen dílu AM (na vývodu *4* je −12 V, na *5*, *6* je 0 V). Při vybavení tlačítek FM je napětí −12 V na vývodu *5* spínače, aktivní je díl FM. Konečně při stisknutí tlačítka MGF je aktivní vstup pro přehrávku z externího magnetofonu. Spínač MH2009A je s výhodou užit i pro ovládání dvojitého nf filtru *RC* pro rozsahy AM tlačítkem na panelu přijímače. Při zařazení filtru jsou zkratovány kondenzátory C_{42}, C_{44}. Orientační parametry:

Útlum	Filtr vypnut	Filtr zapnut
−3 dB	3 kHz	500 Hz
−6 dB	4,7 kHz	850 Hz
−20 dB	19 kHz	3,4 kHz

V praktickém zapojení jsou v jednotlivých ovládacích vstupech MH2009A zařazeny články *RC*, tvořené R_{32} až R_{35} a C_{37} až C_{40}, C_{58}, C_{59}. Jejich smyslem je zajistit měkké, zpožděné reakce, zabraňující vzniku rušivých pazvuků při přepínání rozsahů. Rezistory 100 Ω v ovládacích přívodech zabraňují opalování kontaktů proudem při vybíjení kondenzátorů. Emitorový sledovač s T_4 na výstupu přepínače zajišťuje malou impedanci nf signálu pro snadné další zpracování. Volbou R_{49}, R_{50} lze optimalizovat připojení nahrávacího vstupu magnetofonu.

Vraťme se ještě k přepínači rozsahů. Pokud se má přijímač používat obvyklým způsobem, se samostatnými anténami AM, FM, zapojíme anténu 300 Ω bez jakéhokoli přepínání rovnou na vstup jednotky VKV přes desymetrizační člen 300/75 Ω. Stejně tak zapojíme přímo anténu AM, nejlépe na vstupní stranu C_1. Prvky R_{59}, C_{57} v tomto případě nezapojujeme, stejně tak C_{61}.

Na obr. 3 je úprava vstupu přijímače pro „panelákový" rozvod 75 Ω (společná anténa). Signál z anténního rozvodu je přepínán na vstupy AM a FM sekcemi B_{FM1} a A_{FM2} tlačítek soupravy. Při přepnutí na FM je signál veden na vstup jednotky VKV přes C_{61}, což zabraňuje nadměrnému zatížení rozvodu pro pásma AM, nezabrání však zakončení pro signály VKV. Při přepnutí přepínače na některý z rozsahů AM tvoří zakončení účastnického rozvodu pro VKV kombinace R_{59}, C_{57}. V levém horním rohu schématu je zapojení útlumového přepínacího článku, který lze spolu s anténními zdířkami umístit na zadní panel přijímače. Zdířky mohou sloužit pro připojení jak ke společné, tak náhražkové anténě.

Nakonec si všimněme, jak je řešen indikátor S-metr/dynamika. Realizovat S-metr jak pro AM, tak FM je díky použitým IO velmi jednoduché. Realizaci dále zjednodušuje obvod A277D. Řídicí signál S-metru přichází přes sekci D_{FM1} a přepínač módu indikátoru na signálový vstup A277D, tj. vývod *17*. K sjednocení S-metru pro AM i FM slouží trimr P_8, horní mez indikace se nastavuje změnou referenčního napětí na vývodu *3* A277D trimrem P_1.

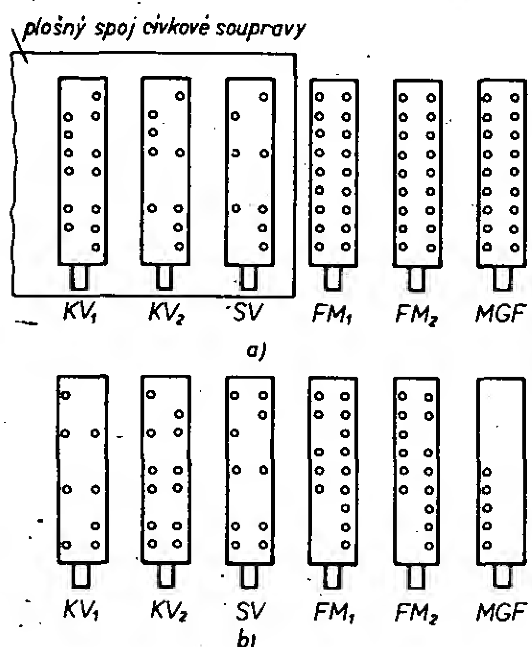
Poněkud obtížnější bylo vyřešit indikátor nf dynamiky, který sice běžně nebývá součástí rozhlasových přijímačů, ale který oceníme při značně odlišných hloubkách modulace vysílačů AM, stejně jako při odlišných zdvizích vysílačů CCIR a OIRT. Exaktní funkce indikátoru dynamiky je sice sporná, na druhé straně je jasné, že indikátor dynamiky je užitečná a také efektní doplňková funkce. V našem případě především z hlediska nutnosti kontrolovat nastavení úrovně signálu z externího magnetofonu (optimální funkce šumového reduktoru) je indikátor nezbytný.

Ovládací signál pro A277D vzniká zesílením signálu ze sledovače T_4 (ať již z přijímače nebo magnetofonu) neinvertujícím zesilovačem IO_4 s velkým vstupním odporem a napěťovým ziskem asi 26 dB. Po špičkovém usměrnění a filtraci s omezenou časovou konstantou v obvodu napěťového zdvojovače (D_4, D_5) prochází impulsní signál s rychlými náběhy a pozvolným doznívaním jednoduchým nelineárním útlumovým článkem. Jeho charakteristika typu lomená čára (spolu s uplatněním časových konstant filtrace) zhruba aproximuje logaritmickou funkci a tak upravuje jednak průběh, jednak rozsah indikace. Přenos korekčního článku je současně volen tak, aby byla zajištěna dostatečně rychlá, dynamická odezva A277D na změnu ovládacího signálu. Nastavení indikátoru je jednoduché. Základní rozsah se upravuje volbou referenčního napětí A277D na vývodu *3* trimrem P_2, přijímač přepnut na FM. K nastavení horní meze indikace dílu AM slouží trimr P_7. Optimum budicí úrovně signálu z magnetofonu se upravuje jeho regulátorem hlasitosti nebo úpravou děliče na vstupu.

Přijímač se napájí stabilizovanými napětími +12 V, −12 V a jednoduše usměrněným napětím +150 V pro stabilizátor MAA550.

Mechanická konstrukce

Celá popisovaná část přijímače je soustředěna na velké desce s plošnými spoji tloušťky 1,5 mm. Po opracování obrysů a vyvrtání děr nejprve pečlivě ověříme možnost montáže tlačítkové soupravy přepínače rozsahů. Vývody jednotlivých přepínačů musí jít do děr v desce zasadit zcela volně (obr. 21). Obdobně ověříme



Obr. 21. Úprava vývodů tlačítkové soupravy; ponechané kolíky (vývody) na horní straně, b) na spodní straně

a upravíme desku cívkové soupravy AM. V této desce vrtáme pouze označené díry, ostatní plošky slouží pouze jako pájecí body, nespojené s vývody přepínačů. Zkracování nepotřebných horních vývodů tlačítek opět usnadní obr. 21. Nakonec ověříme snadné osazení desky se spoji jednotkou VKV. Žádný z ověřovaných prvků zatím na desce neponecháme.

Nejprve zapájíme všechny drobné součásti, včetně drátových spojek, potom objímky pro integrované obvody. V další fázi zapojíme jednotlivé filtry, které předem zhotovíme podle obr. 13, 14, 15 a 18. Zde je nutno předpokládat řadu problémů, vedle shánění vhodných koster, jader, nosných destiček a krytů především zhotovení křížově vinutých cívek. Použité typy konstrukčních prvků byly vybrány proto, že se v amatérských zásobách vyskytují nejčastěji, lze je sehnat i z vyřazených TVP TESLA. Důležité je především zajistit dokonalou stabilitu cívek, jinak nároky na cívky jednotlivých filtrů nejsou zvlášť kritické, je pouze třeba dodržet poměry závitů jednotlivých vinutí. Poznamenejme, že umístění obou cívek filtru Fi_1 na sobě sleduje možnost dosáhnout velkého činitele vazby a omezit jeho závislost na poloze dolaďovacího jádra. Filtr SPF455B6 nesmíme v žádném případě zaměnit za jiný, např. SPF455A6, který má sice stejné pouzdro, ale pro nás naprosto nevhodné parametry!

Protože cívky všech filtrů jsou záležitostí kusové výroby, je velmi užitečné jejich hrubé předladění mimo přijímač. Tím lze odhalit prakticky všechny možné závady. Všechny cívky jsou vinuty na kostřičkách o ∅ 5 mm, zkrácených na délku 25 mm. Stejně byly zkráceny (sníženy) stínicí kryty (na 25 mm).

Dále nastavíme indukčnost cívky L_{nf} filtru deemfáze. Celý filtr postavíme provizorně na prkénko a napájíme sinusovým signálem z nf generátoru s malou výstupní impedancí. Ubíráním závitů L_{nf} (zhruba 7 z na 1 kHz) vyladíme minimum rezonance na 19 kHz. Obě poloviny hrníčkového jádra pak pevně stáhneme.

Po osazení základními součástkami již můžeme zapájet tlačítka přepínače rozsahů. Do desky se spoji je nenasazujeme na doraz, ale jen tak, aby vývody kontaktů přesahovaly desku na straně spojů asi o 1,5 mm. Zároveň zapájíme dolaďovací kapacitní trimry. Použijeme jen nové, jakostní trimry, protože po připájení desky cívkové soupravy již k nim není přístup.

Abychom mohli zapájet i desku cívkové soupravy, zkontrolujeme a popř. upravíme přístupové díry pro šroubovák k dolaďovacím trimrům. Dále je třeba definitivně vyřešit mechanické upevnění koster všech cívek k destičce. Ve vzorku byly cívky vinuty na bakelitové kostřičky, k desce byly upevněny pouhým zamáčknutím do předem přesně připravených děr o ∅ 5 mm, což se plně osvědčilo. Po zalakování destičky lihovým roztokem kalafuny je poloha všech kostřiček dokonale zajištěna.

Je-li tedy vše v pořádku, zapájíme na přepínače KV1, KV2 a SV také destičku cívkové soupravy AM, zatím bez součástek. Destičku v bodech, označených na obr. 10 křížky, propojíme kolmo prozemňovacím drátem o ∅ 0,6 mm se zemí základní desky s plošnými spoji.

Dále mechanicky upevníme a zapojíme ladicí potenciometr FM a ladicí kondenzátor AM včetně pomocné destičky se spoji lupy AM.

Nakonec připevníme a zapojíme cívky na destičce cívkové soupravy AM.

Zapojíme-li ještě tlačítko módu displeje a R_{61}, R_{62}, C_{58} a C_{59} na volných horních vývodech tlačítka MGF, můžeme začít přijímač oživovat. Jednotku VKV zatím nezapojujeme.

Oživení, sladění a nastavení přijímače

K napájení přijímače použijeme zatím jakýkoli stabilizovaný zdroj s výstupními napětími +12 V a −12 V a třetím, vcelku libovolným napětím větším než asi 35 V, kterým budeme napájet stabilizátor ladicího napětí. Obvod MAA550 vyžaduje pro správnou činnost proudové napájení, odvozované ze zdroje asi +100 až 200 V. Pro potřebu oživení obvod přizpůsobíme napětí, které máme k dispozici, vhodnou volbou $R_{78} \doteq (U_x - 30\ V)/5\ mA$, tj. například pro $U_x = 35$ V bude R_{78} asi 1 kΩ.

Na provizorní destičku, nejlépe mechanicky upevněnou k desce se spoji, uchytíme dva páčkové dvojité spínače, zapojené na pozice panelových tlačítek AFC/lupa AM a muting/filtr AM. Všechny potřebné vývody jsou desce se spoji k dispozici na pájecích špičkách.

Při oživování se není třeba obávat nějakých záludností. Práce jde pochopitelně nejlépe při použití vhodných přístrojů, z nichž nejužitečnější je vf generátor, rozmítač a vf osciloskop. S těmito přístroji byl také oživen a nastaven vzorek přijímače. Paralelně však byla ověřena možnost oživit a nastavit přijímač zjednodušeným nastavovacím postupem s minimálním přístrojovým vybavením, tj. s běžným signálním generátorem, osciloskopem, voltohmmetrem a nf sledovačem signálu. Při popisu oživování se budeme držet právě tohoto postupu, použití rozmítače pak věnujeme pouze několik poznámek.

Díl FM

Práci začneme kontrolou správnosti zapojení dílu „naprázdno" (ohmmetrem) i s připojeným napájecím napětím. Přepínač rozsahů je v poloze FM1 nebo FM2. Osadíme A225D a podle schématu na obr. 3 ověříme napětí na jeho vývodech. Je-li vše v pořádku, odpojíme kondenzátor C_{63}, na vstup C_{64} zapojíme výstup signálního generátoru, naladěného do blízkosti 10,7 MHz. Nejprve musíme vyhledat střed přenosového pásma filtru SFW a naladit cívku fázovacího členu FČ. Z funkce obvodu A225D lze odvodit, že rozmítač lze v této fázi nahradit měřením ss napětí na vývodu *14*. Na horní konec P_8 tedy připojíme voltmetr a laděním generátoru (nemodulovaný signál) v okolí kmitočtu 10,7 MHz najdeme maximum výchylky. Tu pak zvětšujeme dolaďováním jádra cívky FČ. Při této práci (až na další) musí být vyřazeny z činnosti jak šumová brána, tak automatika AFC sepnutím příslušných spínačů.

Osadíme jednotku VKV a připojíme kondenzátor C_{63}. Výstup generátoru připojíme přes oddělovací kondenzátor 10 nF (obr. 17) na MB_1 (3*) a při nezměněném f_{gen} ladíme jádry primární a sekundární cívky mf filtru jednotky VKV opět na maximum výchylky voltmetru při co nejmenším výstupním napětí generátoru. Jádro FČ nezakapáváme, ale zajistíme ho vsunutím pásku, odstřiženého z polyetylénového sáčku. Je-li vše v pořádku, fixujeme cívku FČ acetonovým lakem a připájíme příslušný stínicí kryt. Slaďovat mf obvody rozmítačem je samozřejmě vhodnější, neboť můžeme optimalizovat impedanční přizpůsobení filtru SFW, přenosovou šířku pásma mf filtru v jednotce VKV a její symetrii vůči filtru SFW, linearitu křivky S včetně její závislosti na úrovni signálu apod. Přesto je zjednodušený nastavovací postup zcela přijatelný.

Při nastavování rozsahů FM pásem méně zkušeným doporučuji omezit se na manipulaci trimry P_3 až P_6 a nezasahovat do předladěné tovární jednotky VKV. V jednotlivých polohách přepínače rozsahů FM1, FM2 nastavíme (voltmetr s velkým vstupním odporem) v prvním přiblížení mezní napětí na běžci ladicího potenciometru P_{La} v jeho krajních polohách takto

FM1 – 65,5 až 73 MHz – 3,5 až 7 V,
FM2 – 86 až 105 MHz – 12,5 až 24 V;

k přesnějšímu nastavení použijeme srovnávací přijímač.

Z hlediska dosažení optimálních parametrů je ovšem třeba poznamenat, že i když jsou vf obvody jednotky VKV předladěny, je jejich jemné doladění žádoucí – nikdy však je nebudeme dolaďovat bez odpovídajících přístrojů! Pokud jde o rozšíření rozsahu CCIR do 108 MHz, je v zásadě možné, rozsah ladicího napětí to dovoluje (U_{E2} = 29 V).

Připojíme-li nyní na vstupní špičku *12* zatím neosazeného obvodu MH2009A sledovač signálu, můžeme učinit první pokusy o příjem v obou pásmech FM. Zaměříme se na problém kmitočtové stability a šumových vlastností celého dílu FM. Na vzorku přijímače jsem záměrně simuloval různé možnosti vzniku podmíněné stability. Mohu konstatovat, že je-li celý díl FM správně zapojen, je-li správně uzemněn kryt jednotky VKV, mají-li obě drátové spojky v blízkosti krytu FČ a jednotky VKV průměr alespoň 0,6 mm a je-li na rozdíl od doporučovaného zapojení použit blokovací kondenzátor C_{69}, není se třeba obávat žádných potíží. Aktivní část křivky S je lineární, nezávislá na velikosti vstupního signálu. Ke kontrole stability je vhodný výstup pro S-metr. Při vyladění přijímače mimo stanici musí ručka voltmetru v obou prolaďovaných pásmech poklesnout vždy k nule.

K optimalizaci šumového čísla přijímače využijeme úpravy pracovního bodu T_5, KF124: R_{68} nahradíme kombinací rezistor 1 kΩ + trimr 4,7 kΩ, přijímač vyladíme na velmi slabou stanici a trimrem nastavíme nejlepší příjem s minimálním šumem. Odpor kombinace změříme a nahradíme jí rezistorem.

Ověříme ještě správnost funkce doplňkových obvodů A225D měřením napětí na vývodech *14, 15*. Zatímco při vyladění mimo stanici je výstupní napětí pro S-metr, U_{14}, přibližně nulové, na vývodu *15* bude $U_{15} \doteq 3$ V, při vyladění silné stanice bude $U_{14} \doteq 3{,}6$ V a $U_{15} \doteq 0$ V. Je-li tomu tak, můžeme nastavit funkce muting a AFC computer. Vhodný postup bez přístrojů: v pásmu vyhledáme slabou stanici, jejíž signál je ještě únosný z hlediska kvality příjmu a spínačem muting uvedeme do činnosti šumovou bránu. Trimrem P_9 nastavíme šumovou bránu těsně za mez sepnutí. Nastavení pak upravíme podle vlastního vkusu při prolaďování pásma a vypínání/zapínání šumové brány. Máme-li k dispozici generátor UKV, popř. rozmítač s minimálním nastaveným kmitočtovým zdvihem, nastavíme práh šumové brány asi na 4 µV vstupního signálu.

Při nastavování automatiky AFC je třeba postupovat obezřetněji. Nemáme-li rozmítač, vyladíme přijímač na slabou stanici tak, aby S-metr ukazoval největší výchylku. Nyní druhým z pomocných spínačů uvedeme do činnosti AFC. Při správném nastavení FČ a mf filtru jednotky VKV nesmí být na S-metru patrno žádné rozladění. Rozladíme-li nyní přijímač na jednu a druhou stranu, musí automatika s časovým zpožděním větším než 1 s přesně doladit stanici (indikováno opět původní výchylkou S-metru). Změna ladicího napětí na emitoru regulačního tranzistoru T_2 se musí pohybovat v mezích ±0,4 V.

Přesně lze automatiku AFC nastavit rozmítačem. Při správném naladění všech vf obvodů musí křivka S být ve své aktivní části dokonale lineární, po jemném rozladění musí vždy, s příslušnou časovou konstantou zpoždění, plynule a bez překmitů „najet" na stínítku osciloskopu do původní polohy (při vypnuté automatice).

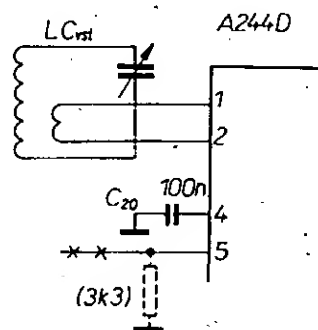
Chová-li se celý díl FM předně podle popisu, považujeme základní nastavení za ukončené. Znovu zdůrazňuji, že stabilita indukčnosti cívky FČ je podstatným činitelem k zajištění trvalého minimálního zkreslení demodulovaného signálu a správné činnosti automatiky AFC.

Změřené základní parametry dílu FM:

prahová citlivost (s/š = 26 dB, Δf = 15 kHz): 2,5 µV,
nasazení limitace: 2 µV,
zkreslení signálu při f_m = 1 kHz, Δf = 30 kHz: 1 %.

Díl AM

Při oživování a slaďování dílu AM je nezbytný běžný signální generátor AM a osciloskop, alespoň nf. Přijímač přepneme na SV a po pečlivé kontrole osadíme obvod A244D a podle schématu ověříme napěťové úrovně na jeho vývodech. Na výstup mf zesilovače, vývod *7*, zapojíme proti zemi provizorně tlumicí rezistor 5,6 kΩ, na vstupní laděný obvod (ladicí kondenzátor C_{Lvst}) připojíme přes 10 nF výstup generátoru (modulace AM), naladěného do blízkosti 455 kHz. Pro slaďování mf filtrů vyřadíme z činnosti oscilátor a rozvážíme balanční směšovač A244D podle obr. 22. Stačí tedy přerušit spojku mezi deskou cívkové soupravy a vývodem *5* IO, který uzemníme přes rezistor 3,3 kΩ. Na vývod IO pro S-metr připojíme voltmetr a jemným prolaďováním generátoru nalezneme rezonanční kmitočet filtru SPF455B6; při tomto kmitočtu nastavíme jádry cívek Fi_1, Fi_3 maximální výchylku ručky voltmetru při co nejmenší úrovni výstupního napětí generátoru. Voltmetr pak přepojíme na vývod *3* (AVC_{vf}) a při stejném kmitočtu, avšak velké výstupní úrovni signálu z generátoru nastavíme opět maximální výchylku ručky voltmetru otáčením jádra Fi_2.



Obr. 22. Úprava pro vyřazení oscilátoru A244D z činnosti

Osciloskopem nebo vf mVmetrem ověříme orientačně přenosový útlum celého filtru soustředěné selektivity Fi_1 mezi vývody *15* a *12* obvodu A244D – má být zhruba 16 dB. Popsaný způsob nastavení byl opět, především z hlediska použití filtru SPF, ověřen selektivním rozmíta-

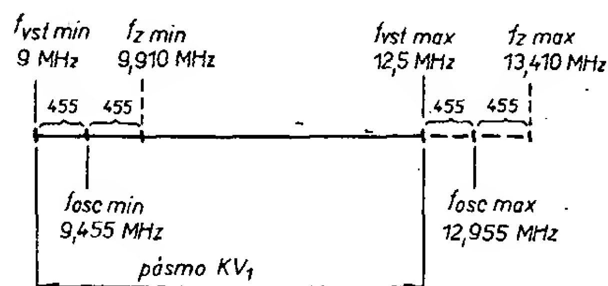
čem. Osciloskopem ještě zkontrolujeme výstup demodulovaného nf signálu, jehož amplituda i linearita musí být „nezávislé" na velikosti vstupního signálu. Tím je současně zhruba ověřena i činnost AVC. Regulační napětí na vývodu *9* A244D je bez signálu asi 50 mV. Dosáhli-li jsme zřetelných rezonancí všech filtrů (s ostrými vrcholy), zpevníme opět všechny cívky acetonovým lakem, zapájíme stínicí kryty a fixujeme polohy jader polyetylénovými proužky. A nakonec připojíme výstup generátoru na anténní vstup a vyladíme cívku mf odlaďovače L_{mf} na minimální výchylku S-metru.

Je-li tedy vše v pořádku, sladíme vstupní a oscilátorové obvody. Začneme na rozsahu SV. Odstraníme úpravu podle obr. 22, generátor necháme připojen na anténním vstupu (střední kolík sekce B_{FM1} přepínací soupravy) a přeladíme jej na dolní okrajový kmitočet rozsahu, tj. 520 kHz. Ladicí kondenzátor nastavíme na maximální kapacitu a jádrem $L_{osc\ SV}$ naladíme oscilátor tak, že z reproduktoru nf sledovače signálu, připojeného na vývod *14* zatím neosazeného obvodu MH2009A, uslyšíme modulační signál. Horní okrajový kmitočet, odpovídající minimální kapacitě ladicího kondenzátoru, nastavíme na 1620 kHz, oscilátor „dotáhneme" kapacitním trimrem C_{17}, přístupným dírou v desce cívkové soupravy. Celý postup několikrát zopakujeme. Tím jsou nastaveny okrajové body rozsahu SV, přejdeme k nastavení vstupních obvodů.

Na generátoru nastavíme dolní souběhový kmitočet, tj. asi 600 kHz. Přijímač na tento signál nastavíme ladicím kondenzátorem, jádrem $L_{vst\ SV}$ vyladíme maximální výchylku S-metru, totéž uděláme i pro horní kmitočet souběh 1500 kHz trimrem C_{15}.

V zásadě stejného postupu použijeme i při slaďování obou rozsahů KV. Okrajové kmitočty rozsahů vyplývají z obr. 5,
KV1 – f_{min} = 9 MHz, f_{max} = 12,5 MHz,
KV2 – f_{min} = 5,5 MHz, f_{max} = 7,7 MHz.
Jako souběhové kmitočty pro nastavení vstupních obvodů volíme střední kmitočty pásem 25, 31 a 41, 49 m, viz opět obr. 5
KV1 – f_{smin} = 9,7 MHz, f_{smax} = 11,9 MHz,
KV2 – f_{smin} = 6,1 MHz, f_{smax} = 7,2 MHz.

Při slaďování obou rozsahů KV je třeba mít na paměti nebezpečí, vyplývající z nesprávného nastavení vstupních i oscilátorových obvodů na parazitní, zrcadlové kmitočty. Jednoduchý a bezpečný slaďovací postup logicky odvodíme z obr. 23 (KV1). Vycházíme z toho, že u superhetu



Obr. 23. Ke slaďování rozsahů KV1, KV2

s nízkou mezifrekvencí nelze v pásmu KV při velkém vstupním signálu zamezit příjmu zrcadlových signálů. Jinak řečeno, při pevném nastavení generátoru a prolaďování přijímače nebo naopak dosáhneme příjmu signálu vždy dvakrát. Chtějme nyní správně nastavit spodní okraj rozsahu KV1 (9 MHz), jemuž odpovídá kmitočet oscilátoru 9,455 MHz. Jádro L_{oscKV1} nastavíme tak, aby druhý kmitočet generátoru, který při nezměněné poloze ladicího kondenzátoru přijímače zachytíme, byl 9 MHz + 2×455 kHz = 9,910 MHz. Obdobně horní mez rozsahu KV1 nastavíme trimrem C_8 tak, aby druhý, parazitní příjem byl při otevřeném ladicím kondenzátoru při kmitočtu generátoru 12,5 MHz + 2×455 kHz = 13,410 MHz. Tím je zaručeno správné nastavení oscilátoru, protože nežádoucí zrcadlový signál musí být vždy o $2f_{mf}$ „vyšší" než užitečný vstupní signál. Obdobně si počínáme při nastavování souběhu laděním vstupního obvodu. Nejjednodušší praktický způsob je: na obou slaďovacích bodech (9,7 a 11,9 MHz) nastavíme jádrem L_{vstKV1} a trimrem C_3 maxima výchylky S-metru. Pak signál z generátoru zmenšíme co nejvíce a generátor přeladíme na odpovídající zrcadlový kmitočet. Při správném nastavení přijímač žádný signál nezachytí, v opačném případě by byl zrcadlový signál velmi silný, což „postihne" i S-metr. Zbývá dodat, že při ladění všech obvodů vst/osc musí být vypnuta lupa AM. Nakonec odpojíme tlumicí rezistor 5,6 kΩ a můžeme ověřit činnost dílu AM příjmem na všech rozsazích.

Na vzorku byl na všech rozsazích ověřen signál oscilátoru (velikost, stálost, tvarový průběh). Efektivní napětí signálu oscilátoru bylo 150 až 250 mV v pásmech KV a 200 až 250 mV v pásmu SV.

Dále ověříme ss voltmetrem správnou činnost logiky ovládání elektronického přepínače. Měříme napětí na špičkách objímky IO_3; při stisknutí tlačítka FM musí být na špičce *5* –12 V atd. Pak připojíme sledovač nf signálu na společný nf výstup a osadíme MH2009A. Přijímač musí již pracovat dokonale a můžeme ověřit již i činnost nf filtru AM.

Zbývá oživit a nastavit S-metr a obvod nf dynamiky. LED upevníme na provizorní destičku se spoji a propojíme s výstupem na desce s plošnými spoji přijímače. Osadíme A277D, tlačítko stiskneme do polohy S-metr, přijímač přepneme na SV. Není-li vyladěna žádná stanice, nesmí svítit žádná LED. Nemáme-li k dispozici generátor s kalibrovaným výstupním děličem, vyladíme nejsilnější stanici v pásmu a trimr P_1 nastavíme tak, aby svítil celý sloupec LED. Pak přijímač přepneme na FM, vyladíme opět nejsilnější stanici a trimrem P_8 rozsvítíme opět všechny diody. Máme-li generátor s kalibrovaným výstupem, nastavíme S-metr tak, aby plný rozsah indikace odpovídal na SV 100 mV, na FM 10 mV vstupního signálu. Vhodné referenční napětí na špičce *3* A277D pro mód S-metr je asi 1,3 V.

Na vzorku byly naměřeny tyto základní parametry dílu AM:

citlivost (s/š = 20 dB, m = 30 %): na všech rozsazích lepší než 50 μV,
selektivita: $B_{3\ dB}$ = ±3 kHz, B_{6dB} = ±5 kHz, potlačení při rozladění ±9 kHz asi 50 dB.

Jako poslední osadíme MAA741, tlačítko módu displeje přepneme do opačné polohy a nastavíme rozsah dynamiky. K základnímu nastavení použijeme trimr P_2 (přijímač přepnut na FM1). Vhodné referenční napětí A277D je pro tento mód asi 3 V. P_2 nastavujeme podle modulačního obsahu stereofonního signálu s velkou dynamikou tak, aby se poslední LED rozsvěcela sporadicky v modulačních špičkách. Komprimovaná nelineární charakteristika celého obvodu pak zajišťuje přijatelnou indikaci i monofonních signálů a signálů v pásmu CCIR. Aby při určitém přebuzení A277D indikace „nevypadávala", jsou propojeny špičky *8* až *11* tohoto obvodu. Horní mez indikače dynamiky a tím i hlasitosti se na rozsazích AM nastavuje trimrem P_7. Tímto způsobem seřízený indikátor dynamiky má citlivost pro plné vybuzení asi 0,8 V (mezivrcholové napětí). Citlivost vstupu pro externí magnetofon proto můžeme upravit podle potřeby nastavením dělicího poměru R_{36}, R_{37}. Oba rezistory současně volíme tak, aby jako vazební kondenzátor stačil typ MP.

Seznam součástek

Polovodičové součástky	
IO_1	A244D
IO_2	A225D
IO_3	MH2009A
IO_4	MAA741
IO_5	A277D
IO_6	MAA550
T_1, T_4	KC507
T_2, T_3	KF506
T_5	KF124
D_1	KB105G
D_2	GA201
D_3, D_6	KY130
D_4, D_5	OA5
Rezistory (všechny TR 151)	
R_0	150 Ω
R_1 až R_3	1,5 kΩ
R_4, R_{24}, R_{39}, R_{40}, R_{74}	10 kΩ
R_5, R_6, R_{20}	82 kΩ
R_7, R_9	27 kΩ
R_{10}, R_{18}, R_{22}, R_{38}, R_{48}, R_{73}	1 kΩ
R_{11}, R_{13}, R_{61}, R_{62}, R_{60}, R_{64}, R_{70}	100 Ω
R_{12},	4,7 kΩ
R_{14}	8,2 kΩ
R_{15}, R_{63}	3,9 kΩ
R_{16}	39 kΩ
R_{17}, R_{42}, R_{44}, R_{65}, R_{75}	2,2 kΩ
R_{19}	2,7 kΩ
R_{21}, R_{41}, R_{54}	1 MΩ
R_{23}	22 kΩ
R_{25}, R_{26}	12 kΩ
R_{27}, R_{31}, R_{43}, R_{66}	6,8 kΩ
R_{28}	47 kΩ
R_{29}, R_{32}, R_{33}, R_{34}, R_{35}	0,12 MΩ
R_{45}	0,33 MΩ
R_{46}	0,27 MΩ
R_{47}	220 Ω
R_{52}, R_{53}	56 kΩ
R_{55}	47 Ω
R_{56}	33 kΩ
R_{57}	0,22 MΩ
R_{58}	3,3 kΩ
R_{59}	68 Ω
R_{67}	820 Ω
R_{69}, R_{72}	330 Ω
R_{71}	33 Ω
R_{76}	470 Ω
R_{30}, R_{77}	100 kΩ
Rezistory podle nastavení	
R_8	asi 100 kΩ
R_{36}, R_{37}	viz text
R_{49}	asi 1 kΩ
R_{50}, R_{51}	viz text
R_{68}	asi 2,7 kΩ
R_{78}	viz text
Kondenzátory keramické	
C_1, C_{30}	TK 744, 560 pF
C_2, C_{12}	TK 754, 150 pF
C_4	TK 754, 120 pF
C_5	TK 754, 47 pF
C_6, C_{61}	TK 754, 82 pF
C_7	TK 754, 27 pF
C_{10}	TK 754, 270 pF
C_{11}	TK 754, 100 pF
C_{13}	TK 754, 68 pF
C_{16}	TK 754, 360 pF (330‖33)
C_{19}, C_{32}, C_{84}	TK 782, 150 nF
C_{20}, C_{23}, C_{24}, C_{29}, C_{33}, C_{52}, C_{53}	TK 782, 100 nF

C_{31}	TK 724, 6,8 nF
C_{35}, C_{48}, C_{49}	TK 724, 4,7 nF
C_{42}, C_{44}	TK 724, 3,3nF
C_{43}, C_{45}	TK 774, 15 nF
C_{50}	TK 744, 10 nF
C_{57}	TK 754, 33 pF
C_{63}	TK 754, 330 pF
C_{64}	TK 783, 15 nF
C_{65}, C_{66}, C_{69}, C_{72}	TK 744, 22 nF
C_{68}, C_{70}	TK 764, 22 nF
C_{75}, C_{76}	TK 754, 22 pF
C_{79}	TK 745, 10 nF

Kondenzátory elektrolytické

C_{18}, C_{60}	TE 988, 1 μF
C_{21}, C_{36}	TE 003, 100 μF
C_{22}	TE 981, 20 μF
C_{25}, C_{34}, C_{54}, C_{80}	TE 004, 5 μF
C_{28}, C_{51}, C_{82}	TE 004, 50 μF
C_{37}, C_{39}	TE 984, 10 μF
C_{38}, C_{40}	TE 988, 0,5 μF
C_{46}	TE 988, 10 μF
C_{55}, C_{56}, C_{81}	TE 005, 2 μF
C_{58}, C_{59}	TE 984, 20 μF
C_{62}	TE 984, 500 μF
C_{67}	TE 984, 50 μF
C_{71}	TE 984, 20 μF
C_{73}	TE 004, 20 μF
C_{74}	TE 988, 2 μF
C_{83}	TE 984, 100 μF

Ostatní kondenzátory

C_3, C_8	WN 70 424, 25 pF
C_9, C_{14}, C_{15}, C_{17}	WN 70 425, 50 pF
C_{26}, C_{27}	TGL 5155, 1,5 nF
C_{41}	MP, výběr viz text
C_{47}	TC 235, 10 nF
C_{77}	TGL 5155, 470 pF
C_{78}	TC 180, 330 nF

Ladicí kondenzátor 1PN 70 557
Tandemový potenciometr 2× 100 kΩ, lineární
Jednotka VKV TESLA 1PB 00 148 (přijímač Soprán)

Odporové trimry TP 095

P_1	3,3 kΩ	P_4, P_5, P_8	22 kΩ
P_2, P_9	4,7 kΩ	P_6	47 kΩ
P_3	100 kΩ	P_7	2,2 kΩ

Přepínače

cívková souprava	6místná sestava tlačítek Isostat se vzájemně závislou aretací se šesti přepínacími sekcemi na každém tlačítku
S-metr, dyn.	jednoduché přepínací tlačítko Isostat s aretací polohy

Cívky

Provedení cívek viz obrázky. Všechny cívky vinuty na kostry o Ø 5 mm, zkrácené na délku 30 mm. Kryty filtrů zkráceny na výšku 25 mm. Dolaďovací jádra jsou feritová, M4×0,5×12 mm, hmota N05 (modrá barva). L_{nf} je ve feritovém hrníčkovém jádře o Ø 18 mm, indukčnost je asi 33 mH, počet závitů bude záviset na použitém druhu feritu (při A_L = 1400 nH/z² bude mít asi 160 z drátu o Ø 0,2 mm CuL).

Literatura

[1] *Siforov, V. I.:* Radiové přijímače. SNTL: Praha 1955.
[2] *Dvořák, T.:* Rozhlasové a sdělovací přijímače. NV: Praha 1957.
[3] *Kolektiv:* Radioelektronická příručka. Praha: Práce 1972.
[4] *Borovička, J.:* Moderní řešení přijímačů pro KV. AR č. 2 až 5/1975.
[5] *Váňa, V.:* Integrovaný obvod A244D. ST č. 12/1979.
[6] *Böhme, G.; Freitag, D.:* Stereosteuergerät Rema Cornet 840. RFE č. 1/1981.
[7] *Haberland, E. J.:* Dreibandempfänger mit IS. Funkamateur č. 4/1980.
[8] *Reichel, J.:* Ein Dreibandempfänger mit A244D. Funkamateur č. 3/1978.
[9] *Barth, S.:* Stereosteuergerät RS 5001 HiFi. RFE č. 5/1982.
[10] *Haase, H. J.:* Hochselektive AM-Empfansschaltung. Funkschau č. 16/1976.
[11] Techn. zprávy TESLA Rožnov 1975: Příklady použití MAA661.
[12] *Pacovský, J.:* Mf zesilovač 10,7 MHz s IO. AR č. 6/1974.
[13] *Matuška, A.:* Stereofonní přijímač KIT 78. AR B4/1979.
[14] *Zelenka, T.; Andrle, M.:* Demodulátory FM. ST č. 10/1974.
[15] *Matuška, A.:* Integrované obvody NDR. AR B6/1980.
[16] *Stříž, V.:* Integrovaný stereofonní dekodér A290D. ST č. 2/1981.
[17] *Dahms, D.; Elsner, H.; Rödig, G.:* LED-Ansteuerschaltkreis A277D, RFE č. 10/1981.

JEDNODUCHÝ PŘIJÍMAČ PRO STŘEDNÍ VLNY

Ing. Jaroslav Pištělák

Koncepce popisovaného přijímače pro poslech rozhlasových pořadů na středních vlnách vychází z dostupné součástkové základny. Cílem byla konstrukce stavebně jednoduchá, která neklade velké nároky na měřicí vybavení.

Technické údaje

Vlnový rozsah: 510 až 1650 kHz.
Mezifrekvenční kmitočet: 455 kHz.
Vf citlivost (odstup s/š = 25 dB, ku f = 1600 kHz, *m* = 0,3): 170 μV.
Napájecí napětí: 4,5 až 16 V.
Klidový odběr: 40 mA.

Popis zapojení

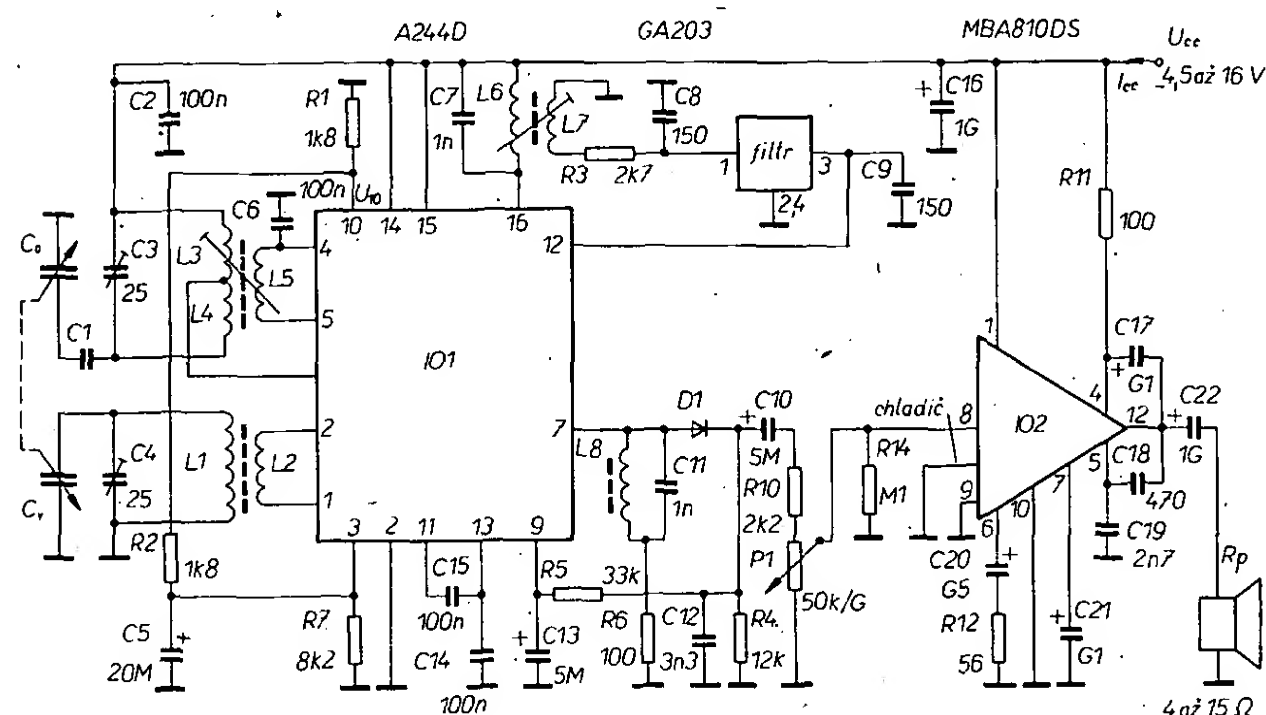
Celkové schéma zapojení vidíme na obr. 1. Ve vysokofrekvenční části je použit integrovaný obvod A244D z produkce NDR (ekvivalent TCA440), který prodává TESLA Eltos. Využívá se zde jeho příznivých parametrů, jako je velký vstupní odpor (nezmenšuje provozní činitel jakosti vstupního kmitavého obvodu), symetrický multiplikativní směšovač (potlačuje nežádoucí produkty směšování), velký odstup signál — šum, velký rozsah AVC a napájecího napětí.

Signál z feritové antény je přiváděn na vývody *1* a *2* integrovaného obvodu, kde se po zesílení směšuje se signálem oscilátoru, jehož kmitočet je určen indukčností cívky L3, 4, 5 oscilátoru a kapacitami kondenzátorů C_0, C1, C2. Výsledný produkt indukční vazbou postupuje z vývodu *16* k mezifrekvenčnímu filtru. V zapojení je použit piezokeramický filtr SPF455A6. Řízení zisku vstupního a mf zesilovače (vývod *3*) je odvozeno z velikosti nf signálu.

Zesílený mezifrekvenční signál je detekován diodou D2 a dále zesílen nf zesilovačem. Paralelní laděný obvod L8, C11 slouží k potlačení rušivých signálů. V nízkofrekvenčním zesilovači je použit integrovaný obvod MBA810DS, hlasitost regulujeme potenciometrem P_1 s logaritmickým průběhem.

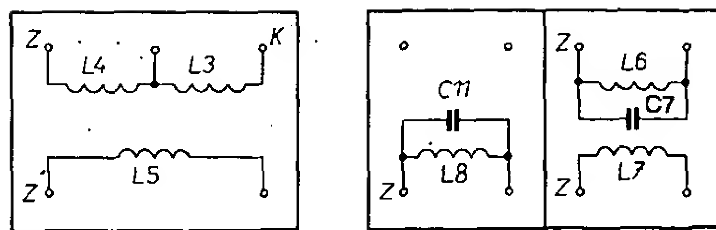
Použité součástky

Feritovou anténu a ladicí kondenzátor můžeme použít z nehrajícího



Obr. 1. Schéma zapojení přijímače

přijímače. Deska s plošnými spoji je navržena tak, že ladicí kondenzátor je umístěn na okraji desky, takže lze použít dostupné typy různých velikostí s největší kapacitou alespoň 300 pF. Z hlediska souběhu jsou vhodnější typy se sekcemi o nestejně velké kapacitě. Deska s plošnými spoji je navržena pro typ Hopt Eltra 380 + 320 pF. Cívky vineme na feritové tyčky H12 do kostřiček 10 × 10 mm (obr. 2) pro přijímače AM. Navíjecí předpisy pro jednotlivá vinutí s požadavky na průměr drátu jsou v tab. 1. Laděné obvody L6,7 C7 a L8, C11 jsou umístěny ve společném stínicím krytu a odděleny přepážkou. Začátky vinutí jsou označeny na obr. 2 písmenem Z. Cívky pro feritovou anténu vineme na lepenkovou kostřičku, abychom je mohli volně posunout po feritové tyčce.



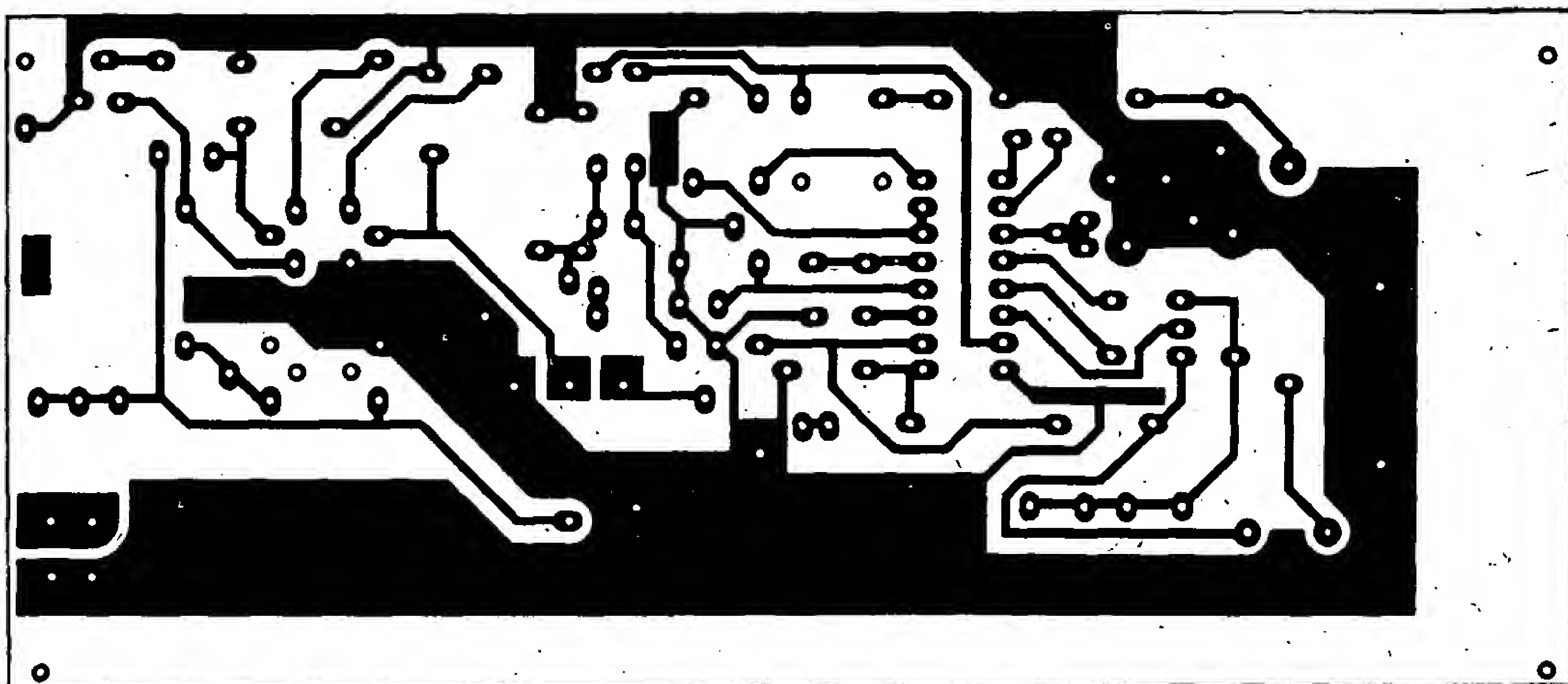
Obr. 2. Zapojení cívek (pohled zespodu). Kryty cívek vodivě spojit se zemí!

Stavba a oživení

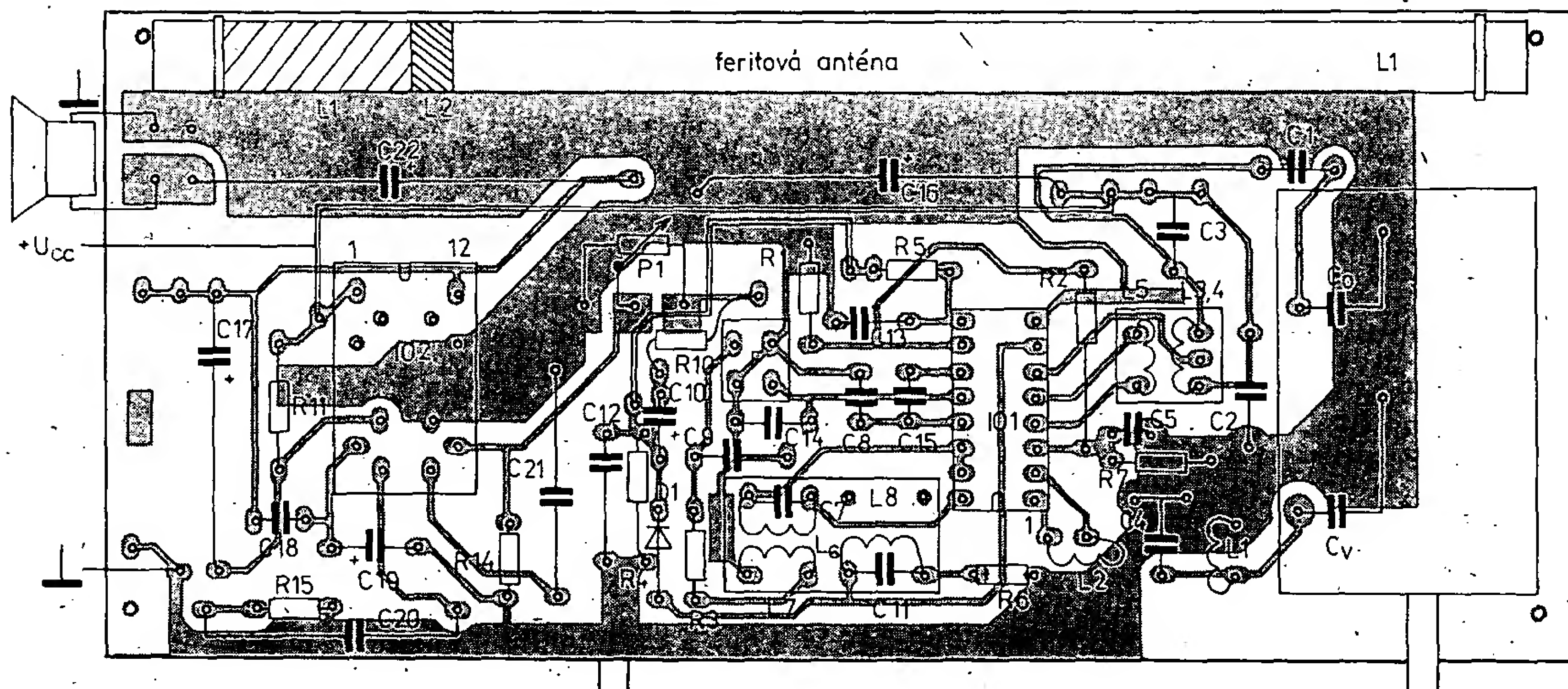
Deska s plošnými spoji je na obr. 3 a rozmístění součástek na obr. 4. Jsou-li součástky v pořádku, měl by přijímač zachytit některou rozhlasovou stanici ihned po zapnutí a proladění pásma, zvláště ve večerních hodinách. Pokud se tak nestane a odběr proudu I_{cc} je v uvedených mezích, zkontrolujeme, kmitá-li oscilátor. V opačném případě přehodíme konce vinutí L5.

Otáčením jader cívky L8 a L6 se snažíme dosáhnout co největšího napětí U_{10} na vývodu *10* integrovaného obvodu 1. Potom nastavováním C3, C4 a indukčnosti oscilátorové cívky nastavíme šířku pásma a souběh v pásmu.

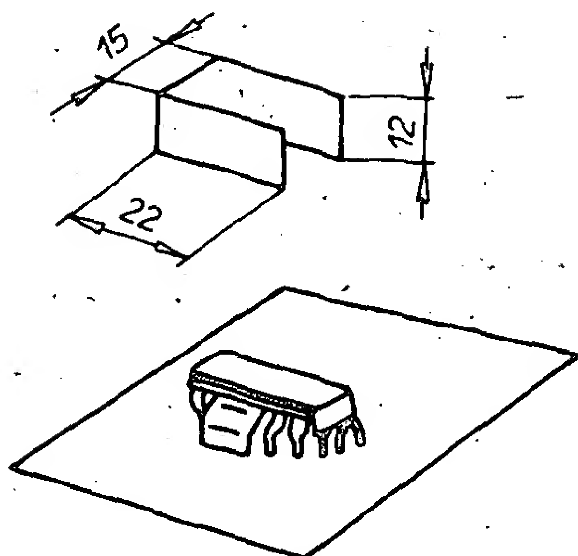
Pokud nemáme možnost přijímač nastavit uvedeným způsobem, pak postupujeme takto. Nastavíme C3, C4 a jádro oscilátorové cívky do střední polohy. Naladíme libovolnou rozhlasovou stanici v horní části SV pásma (C_o, C_v mají malou kapacitu) a změnou kapacity kondenzátoru C4 hledáme největší napětí U_{10}. Pokud se U_{10} zvětšuje se zmenšováním kapacity C4 a ani při nejmenší kapacitě C4 nedosáhneme meze U_{10}, zmenšíme kapacitu C_v malým otočením ladicího kondenzátoru se současným zvětšováním C3 tak, abychom přijímali stále stejnou rozhlasovou stanici. Pokud by došlo k opačnému stavu — U_{10} se zvětšuje se zvětšováním kapacity kondenzátoru C4 bez dosažení horní meze U_{10}, zvětšíme C_v otočením ladicího kondenzátoru se současným zvětšením kapacity C3. Tím jsme dosáhli souběhu v jednom bodě. Nyní přeladíme na rozhlasovou stanici v dolní části SV pásma a nastavováním oscilátorové cívky a současným otáčením ladicího kondenzátoru hledáme polohu s největším napětím U_{10}. Nyní se vrátíme na původní stanici v horní části pásma a celé nastavování opakujeme. Po několikerém opakování uvedeného postupu naladíme stanici uprostřed pásma a kontrolujeme souběh. Pokud je odchylka velká kladná, tj. obvod oscilátoru vyžaduje zvětšit kapacitu C3, je třeba zvětšit indukčnost oscilátorové cívky (zašroubovat jádro) a naopak. Pak musíme zopakovat předchozí nastavení na okrajích pásma. Po nastavení zakápneme cívky voskem.



Obr. 3. Deska s plošnými spoji přijímače S213



Obr. 4. Osazená deska se součástkami (kondenzátor C6 je umístěn ze strany spojů)



Obr. 5. Montáž chladiče

Nízkofrekvenční zesilovač nepotřebuje žádné nastavování, pouze zkontrolujeme poloviční napájecí napětí na vývodu *12*. Na střední tlustší vývody IO připájíme chladič podle obr. 5, který uzemníme.

Velikost a mechanická konstrukce skříňky závisí na použitém reproduktoru a napájecí baterii.

V tab. 2 jsou parametry vstupního a oscilačního laděného obvodu pro jiné ladicí kondenzátory. Indukčnosti cívek L2, L5, L6, L7 a L8 zůstávají nezměněny.

Tab. 1. Navíjecí předpisy cívek

Cívka	Počet závitů	Drát prům. [mm]	Poznámka
L1	68	vf lanko nebo drát 0,4 CuL	feritová tyčka 10 mm, délky 150 mm
L2	10	vf lanko nebo drát 0,4 CuL	vinout těsně vedle L1
L3	35	0,2 CuL	
L4	34	0,2 CuL	shodný směr vinutí s L3
L5	15	0,2 CuL	
L6	70	0,2 CuL	
L7	20	0,2 CuL	
L8	70	0,2 CuL	

Tab. 2. Součástky vstupního a oscilačního obvodu pro různé typy ladicích kondenzátorů (kmitočtový rozsah 510 až 1650 kHz)

C_o/C_v [pF]	C1 [pF]	L3, L4 [μH]	L3 [z]	L4 [z]	L1 [μH]	L1 [z]
150/150	150	294	40	74	607	100
300/300	300	147	40	41	303	70
500/500	500	90	40	23	183	55

Rozpis součástek

Rezistory (TR 212, TR 151 apod.)

R1, R2	1,8 kΩ
R3	2,7 kΩ
R4	12 kΩ
R5	33 kΩ
R6, R11	100 Ω
R7	8,2 kΩ
R10	2,2 kΩ
R12	56 Ω
R14	100 kΩ

Potenciometr

P1	50 kΩ/G, TP 160/60

Kondenzátory

C1	330 pF, TK 724, 725
C2, C6, C14, C15	100 nF, TK 781, 782
C3	25 pF, WN 70424
C4	25 pF, WN 70424
C5	20 μF/6 V, TE 981
C7	1 nF, TK 724
C8, C9	150 pF, TC 277
C10	5 μF/15 V, TE 984
C11	1 nF, TK 724
C12	3,3 nF, TK 724, 725
C13	5 μF/15 V, TE 984
C16, C22	1000 μF/15 V, TE 984
C17	100 μF/15 V, TE 984
C18	470 pF, TK 724, 725
C19	2,7 nF, TK 724, 725
C20	500 μF/10 V, TE 982
C21	100 μF/15 V, TE 984
C_o/C_v	320/380 pF

Polovodičové prvky

IO1	A244D
IO2	MBA810DS

Ostatní

mf filtr SPF455A6

kostřičky, feritová anténa

TV kamera s polovodičovými snímacími prvky

Japonská firma HITACHI a americká RCA zkonstruovaly a v laboratorním provedení předvedly nezávisle na sobě televizní reportážní kameru, která pracuje se snímacími prvky na bázi tranzistorů MOS. Kamera v tomto provedení má kromě menší hmotnosti a rozměrů velmi dobrou geometrii obrazu i dobré krytí jednotlivých složkových obrazů. Firma Hitachi udává mezní rozlišovací schopnosti kamery 450 řádků. Tato kamera má při osvětlení scény 2000 lx a cloně 2,8 poměr signálu k šumu v jasu 49 dB, což je ve srovnání s elektronkovými snímacími kamerami zhruba poloviční citlivost. Kamera RCA používá třístupňové snímací prvky pracující systémem oddělené snímací plochy a mezipaměti. Má 403 obrazových prvků na řádek a ochranu proti přesvětlení. Její obraz je srovnatelný s obrazem běžné reportážní kamery a je vyhovující i při osvětlení 20 lx. Firma RCA se vývojem plošných snímacích prvků zabývá již od r. 1975. Ukončení vývoje kamery s polovodičovými snímacími prvky předpokládá do tří let.

V černobílém provedení vyvíjí kameru anglická firma EEV (ENGLISH ELECTRIC VALVE), u jejího provedení se rušivé signály odstraňují použitím mikropočítače, který kompenzuje náhodné výpadky a poruchy bodů snímaného obrazu. Tato vývojová kamera má velmi malé rozměry a velkou citlivost.

Jak

Optoelektronická trasa v Praze

V letošním roce bude uvedena do zkušebního provozu první optoelektronická trasa pro telefonní spojení v Praze. Optický kabel v délce asi 5 km je již položený mezi telefonní ústřednou v Praze-Dejvicích a telefonní ústřednou Praha-střed. Kabel je japonské výroby SUMITOMO a koncové zařízení pro přenos pulsně kódové modulace je od japonské firmy NEC. Na realizaci optoelektronické telefonní trasy se podílejí Výzkumný ústav spojů a Montážní podnik spojů Praha.

Kabel obsahuje osm gradientních vláken se zaručeným útlumem menším než 4dB/km. Dále obsahuje 4 křížové čtyřky, měděné o průměru 0,9 mm a nosný ocelový drát o průměru 2,5 mm. Duše kabelu je chráněna ovinutou polystyrénovou páskou. Plášť kabelu je z kabelového PE, pod ním je hliníková fólie s adhesivní vrstvou. Kabel je na několika místech svařován. Optická vlákna jsou svařována elektrickým obloukem, útlum ve svaru je menší než 0,2 dB.

Jak

KONKURS AR

na nejlepší elektronické konstrukce, vyhlášený v AR A2/84, byl uzavřen letos 5. září. Do konkursu došly celkem 52 přihlášky, z toho dva příspěvky neodpovídaly podmínkám konkursu. Ze zajímavých konstrukcí uvádíme např. měřič otáček především pro modelářské motorky, konvertor OIRT/CCIR (VKV) s krystalem, elektronická ladička, poplašné zařízení, zkoušeč OZ a 555, několik konstrukcí k ovládání topení, modulová řada měřicích přístrojů pro mládež, panelový číslicový teploměr, TV generátor pruhů a šachovnice, několik konstrukcí k mikropočítačům, několik logických sond atd. O výsledcích konkursu budeme čtenáře informovat po zasedání hodnotitelské komise, a to pravděpodobně již v č. 6 AR řady B a v č. 1 AR řady A.

Většinu konstrukcí pak budeme postupně uveřejňovat během dalšího roku v Amatérském radiu řady A.

Redakce